

Untersuchung des mit einer Löschwinkel-Abtastregelung verseheneen Stromrichtermotors

Der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
DOKTOR-INGENIEUR

vorgelegt von

Lothar Sack

Erlangen 1980

Untersuchung des mit einer Löschwinkel-Abtastregelung verseheneen Stromrichtermotors

Der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
DOKTOR-INGENIEUR

vorgelegt von

Lothar Sack

Erlangen 1980

Untersuchung des mit einer
Löschwinkel-Absteuerung
versehene Stromrichters

Der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
DOKTOR-INGENIEUR



Als Dissertation genehmigt von
der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der Einreichung: 25.4.1980

Tag der Promotion : 30.7.1980

Dekan: Prof. Dr.-Ing. H. Niemann

Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. G. Pfaff

Prof. Dr.-Ing. G. Hosemann

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Assistent am Institut für Elektrische Antriebe und Steuerungen der Universität Erlangen-Nürnberg.

Herrn Prof. Dr.-Ing. G. Pfaff danke ich sehr für die Anregung zu dieser Arbeit, für seine Unterstützung und seine wertvollen Hinweise. Herrn Prof. Dr.-Ing. G. Hosemann gilt mein Dank für das der Arbeit entgegengebrachte Interesse und die Übernahme des Korreferates.

Meinen Freunden und Kollegen am Institut danke ich für die gute Zusammenarbeit; besonders Herrn G. Müller, der mich beim Aufbau des Versuchsantriebes unterstützte, und Fräulein B. Söllner, die für die sorgfältige Niederschrift des Manuskriptes sorgte.

Inhaltsverzeichnis

	Seite
1. Einleitung	1
2. Mathematische Beschreibung des Leistungsteils	6
2.1 Synchronmotor	6
2.1.1 Voraussetzungen	6
2.1.2 Normierung	9
2.1.3 Gleichungssystem	10
2.2 Umrichter	14
2.2.1 Voraussetzungen	15
2.2.2 Normierung und Nennwerte	15
2.2.3 Gleichungen	16
2.3 Zusammenwirken von Wechselrichter und Synchronmotor	17
3. Stationäres Betriebsverhalten	21
3.1 Grundswingungsbetrachtung	23
3.1.1 Betrachtung einer Pulsperiode	23
3.1.2 Gleichungssystem	24
3.1.3 Berechnung weiterer Größen	34
3.1.4 Berechnung stationärer Betriebspunkte und Betriebskennlinien	41
3.2 Berechnung von Zeitverläufen	41
3.3 Betrieb mit konstantem Löschwinkel und konstanter Erregerspannung (Betriebsart 1)	45
3.4 Betrieb mit konstantem Löschwinkel und konstanter Flußverkettung (Betriebsart 2)	53
3.5 Vergleich mit anderen Betriebsarten	60

4.	Löschwinkelregelung	75
4.1	Prinzipielle Funktionsweise	77
4.2	Streckenbeschreibung	80
4.2.1	Betrachtung des Gesamtsystems	80
4.2.1.1	Streckenbeiwerte bei subtransientem Betrieb	84
4.2.1.2	Streckenbeiwerte bei konstantem Fluß	87
4.2.1.3	Streckenbeiwerte bei eingepprägtem Erregerstrom	91
4.2.2	Zeitverhalten des Wechselrichters	101
4.2.3	Netzfrequente Störgrößen	102
4.3	Reglerentwurf	111
4.3.1	Entwurf für die linearisierte Strecke	114
4.3.2	Adaptiver Regler	127
4.4	Anstiegsgeschwindigkeit des Zwischen- kreisstromes	132
5.	Experimentelle Ergebnisse	136
5.1	Beschreibung der Versuchsanlage	136
5.1.1	Löschwinkelregelung	136
5.1.2	Drehzahlregelung	138
5.1.3	Flußregelung	138
5.1.4	Generatorischer Betrieb	138
5.2	Meßergebnisse des stationären Betriebes	139
5.3	Oszillogramme	141
6.	Zusammenfassung	146
7.	Literaturverzeichnis	148
A.	Anhang	
A1	Daten der Versuchsanlage	152
A2	Verzeichnis der wichtigsten verwendeten Formelzeichen	153

1. Einleitung

Im Bereich der drehzahlgeregelten elektrischen Antriebe ergeben sich beim Einsatz eines Synchronmotors unter Umständen in mehrfacher Hinsicht Vorteile gegenüber den beiden anderen Grundtypen elektrischer Motoren /1/. Während die größten vorkommenden Antriebsleistungen die Grenzleistungen der Gleichstrommotoren übersteigen, sind Synchronmotoren bis weit in den MW-Bereich hinein auch bei höheren Drehzahlen verfügbar /2/. Auch die weitgehende Wartungsfreiheit oder besondere Umgebungsbedingungen sprechen zuweilen für den Einsatz eines Synchronmotors, der bei induktiver Übertragung der Erregerleistung auf das Polrad, bei permanentmagnetischer Erregung oder in Sonderbauformen schleifringlos ausgeführt werden kann /3,4/. Gegenüber dem Asynchronmotor zeichnet sich der Synchronmotor dadurch aus, daß er verhältnismäßig leicht regelbar ist, da zum einen zwischen der Ständerfrequenz und der Drehzahl strenge Proportionalität besteht und zum anderen mit der Erregung eine gegenüber dem Asynchronmotor zusätzliche Steuergröße vorhanden ist.

Weitere Vorteile ergeben sich für den gesamten Antrieb, wenn der Synchronmotor zusammen mit dem speisenden Umrichter als selbstgesteuerter Stromrichtermotor betrieben wird /5,6,7, 8,9/. Dazu ist ein Umrichter mit eingepprägtem Strom im Zwischenkreis erforderlich. Bei diesem Antrieb, der wegen seiner Verwandtschaft mit dem Gleichstromantrieb auch als kollektorloser oder elektronisch kommutierter Gleichstrommotor bezeichnet wird, besteht der Vorzug in dem einfachen Aufbau des Umrichters. Sowohl die Anzahl als auch der Typ der benötigten Ventile (Netzthyristoren) sind gleich wie bei einem Gleichstromantrieb für Vier-Quadranten-Betrieb. Da alle Ventile mit natürlicher Kommutierung arbeiten, entfallen die sonst bei Umrichtern erforderlichen Kommutierungskreise mit Löschyristoren und Kondensatoren. Wegen des engen Zusammenwirkens von Umrichter und Synchronmotor ist jedoch das Prinzip des Stromrichtermotors auf Einzelantriebe beschränkt.

Der geringe Aufwand an Elementen der Leistungselektronik setzt eine Steuerung des Wechselrichters in der Weise voraus, daß immer eine ausreichende Kommutierungsspannung zur Verfügung steht. Der Analogie zum Gleichstrommotor entspricht es, die Zündzeitpunkte von der räumlichen Lage des Polrades zu den Achsen der Strangwicklungen des Ständers abhängig zu machen. Dieses als Polradlagetaktung bezeichnete Verfahren zur Ermittlung der Zündzeitpunkte der einzelnen Ventile erfordert einen mit der Motorwelle gekuppelten Meßgeber. Die Funktion des Wechselrichters mit seiner von der Polradlage ausgehenden Ansteuerung entspricht damit der des mechanischen Kommutators des Gleichstrommotors. Damit erfolgen die Zündungen der Ventile in einer durch den Wellensteuerwinkel festgelegten Phasenbeziehung zu den Polradspannungen. Der Wellensteuerwinkel muß dabei so gewählt sein, daß einerseits die Kommutierfähigkeit des Wechselrichters gewährleistet ist und sich andererseits aus dem Zusammenwirken von Läufer- und Ständerdurchflutung ein Drehmoment in der gewünschten Richtung ergibt. Um mit einem gegebenen Strom ein möglichst großes Drehmoment zu erzeugen, ist ein möglichst kleiner Löschwinkel anzustreben. Andererseits darf die Schonzeit einen minimalen Wert nicht unterschreiten, damit es nicht zum Kippen des Wechselrichters kommt. Da die Höhe des Motorstromes den Kommutierungsverlauf und damit die Größe des Löschwinkels beeinflusst, ist für den Betrieb des Wechselrichters an der Wechselrichtertrittgrenze eine geeignete belastungsabhängige Vorgabe des Wellensteuerwinkels als variabler Größe notwendig.

Um den Betrieb des Wechselrichters an der Trittgrenze stationär und dynamisch zu gewährleisten, können verschiedene Möglichkeiten der Steuerung oder der Regelung genutzt werden:

Gemäß funktionaler Zusammenhänge zwischen dem Löschwinkel, dem Wellensteuerwinkel und weiterer Größen können Steuergesetze für den Wellensteuerwinkel aufgestellt werden, nach denen sich ein Löschwinkel der gewünschten Größe ergibt. Im

einfachsten Fall können bereits durch eine stromproportionale Verringerung des Wellensteuerwinkels unerwünscht große oder kleine Werte des Löschwinkels vermieden werden. Um den Löschwinkel jedoch mit guter Genauigkeit konstant halten zu können, müssen bei der Formulierung des Steuergesetzes auch die nichtlinearen Zusammenhänge zwischen den betroffenen Größen berücksichtigt werden. In /10/ wird der erforderliche Wellensteuerwinkel aus den zusätzlich gemessenen Größen von Lastwinkel und Überlappungswinkel sowie dem erwünschten Wert des Löschwinkels ermittelt. Neben diesen Möglichkeiten, bei denen der Löschwinkel selbst nicht gemessen wird, besteht die Möglichkeit, den Löschwinkel unmittelbar mit Hilfe des Wellensteuerwinkels als Stellgröße zu regeln. Dafür ist die Messung des Löschwinkels erforderlich. Löschwinkelregelungen sind im Bereich der HGÜ-Wechselrichterstationen seit längerer Zeit im Einsatz /11, 12/. Bei der Anwendung auf den Stromrichtermotor ergibt sich demgegenüber die zusätzliche Schwierigkeit, daß die Dynamik der Regelstrecke entsprechend der Drehzahl in weiten Grenzen variabel ist. Dadurch ist die Dimensionierung des Reglers aus Stabilitätsgründen für die geringste auftretende Dynamik der Strecke vorzunehmen, was für den übrigen Betriebsbereich zu einem Verlust an Dynamik führt. Die in bisherigen Arbeiten betrachteten und erprobten stetig arbeitenden Löschwinkelregler für Stromrichtermotoren /13,14/ haben daher vornehmlich die Aufgabe, im stationären Betrieb für den gewünschten Löschwinkel zu sorgen. Bei dynamischen Vorgängen, hierbei ist besonders das Störverhalten von Bedeutung, übernimmt dagegen eine Störgrößenaufschaltung die Sicherung vor dem Wechselrichterkippen.

In der vorliegenden Arbeit wird bei dem Entwurf des Reglers besonders beachtet, daß es sich bei der Regelstrecke - dem Wechselrichter - um ein abtastend arbeitendes System handelt. Seine drehzahlabhängige Dynamik kann besonders einfach beim Reglerentwurf berücksichtigt werden, wenn ein abtastend arbeitender Regler vorgesehen wird, dessen Abtastzeitpunkte

in geeigneter Weise von der Strecke vorgegeben werden. Die Dynamik des Wechselrichters ist hauptsächlich durch die stromrichtertypischen Totzeiten bestimmt, die der Drehzahl umgekehrt proportional sind. Bei der betrachteten, mit der Strecke synchronisierten Arbeitsweise des Abtastreglers ist dessen Abtastfrequenz der Drehzahl proportional. Dadurch paßt sich die Dynamik des Reglers der Dynamik der Strecke selbsttätig an.

Zunächst werden die für den Betrieb mit konstantem Löschwinkel geltenden stationären Betriebspunkte und Betriebskennlinien als Funktion der Belastung berechnet (Kapitel 3). Dabei werden zwei verschiedene Vorgaben der Erregung betrachtet (konstante Erregung und konstanter magnetischer Fluß). Für die Betriebsart mit konstantem Fluß, die sich als günstiger erweist, werden anschließend die Parameter der Löschwinkel-Regelstrecke berechnet (Kapitel 4). Die Streckenbeiwerte sind in starkem Maße von der Belastung abhängig. Aus diesem Grunde wird ein Löschwinkelregler betrachtet, dessen Verstärkung auf dem Wege einer Steuerung der Streckenverstärkung angepaßt wird. Von den beiden untersuchten Varianten dieser gesteuerten Adaption der Regelverstärkung an die Streckenverstärkung wird bei der Realisierung der Löschwinkelregelung im Rahmen einer Versuchsanlage derjenigen Ausführung der Vorzug gegeben, die der Regelung das bessere Störverhalten verleiht. Abschließend werden an dieser Versuchsanlage ermittelte Meßergebnisse vorgestellt (Kapitel 5).

Neben der Polradlagetaktung besteht eine weitere Möglichkeit zur Ermittlung der Zündzeitpunkte des Wechselrichters darin, die Ständerspannungen des Synchronmotors auszuwerten. Diese Spannungstaktung setzt voraus, daß aus den der Messung zugänglichen Ständergrößen (Strom und Spannung) die für die Kommutierung maßgebenden inneren Spannungen ermittelt werden. Dies kann entweder durch direkte Verknüpfungen zwischen Ständerströmen und Ständerspannungen /6/ oder durch elektronische Verarbeitung der entsprechenden Meßsig-

nale /15/ geschehen. Für die Löschwinkelregelung ergeben sich daraus etwas einfachere Verhältnisse, da durch die Vorgabe des (spannungsorientierten) Steuerwinkels zwar wie bei der Polradlagetaktung der Überlappungswinkel und die Amplitude der Kommutierungsspannung den Löschwinkel beeinflussen, die Phasenlage der Kommutierungsspannung jedoch nun eliminiert ist. Die Spannungstaktung ist daher in den Ausführungen des Kapitels 4 als Spezialfall enthalten, auf den an geeigneten Stellen jeweils hingewiesen wird.

2. Mathematische Beschreibung des Leistungsteils

Der Leistungsteil des Stromrichter-motors besteht aus dem Umrichter und dem Synchronmotor (Bild 2.1). Der Umrichter ist eingangsseitig an ein symmetrisches Drehspannungssystem konstanter Spannung und Frequenz angeschlossen. An seinem Ausgang stellt er ein Drehstromsystem variabler Amplitude und Frequenz zur Verfügung, mit dem ein Synchronmotor gespeist wird, der als elektromechanischer Energiewandler dient. Für diese beiden Komponenten, Umrichter und Synchronmotor, wird im folgenden eine mathematische Beschreibung angegeben. Sie liegt der späteren Berechnung des stationären Betriebsverhaltens und der Untersuchung der Löschwinkelregelung zugrunde.

2.1 Synchronmotor

2.1.1 Voraussetzungen

Als Synchronmotor wird eine Ausführung mit einer dreisträngigen Ständerwicklung angenommen; es liege eine Sternschaltung vor. Der Läufer sei vom Schenkelpoltyp. Die Anzahl der Pole sei zwei.

Die mathematische Beschreibung geht von einigen Festlegungen und vereinfachenden Voraussetzungen aus, von denen hier die wichtigsten genannt seien:

1. Die Werkstoffeigenschaften des magnetischen Kreises seien ideal: die magnetische Sättigung, Ummagnetisierungsverluste und Wirbelströme im Eisen werden vernachlässigt.
2. Stromverdrängungseffekte werden nicht berücksichtigt, so daß sich für alle stromdurchflossenen elektrischen Leiter konstante, frequenzunabhängige ohmsche Widerstände ergeben.
3. Es wird angenommen, daß weder im Ständer noch im Läufer doppelt verkettete Streuflüsse auftreten.
4. Von dem sich ausbildenden Luftspaltfeld wird nur die Grundwelle betrachtet.

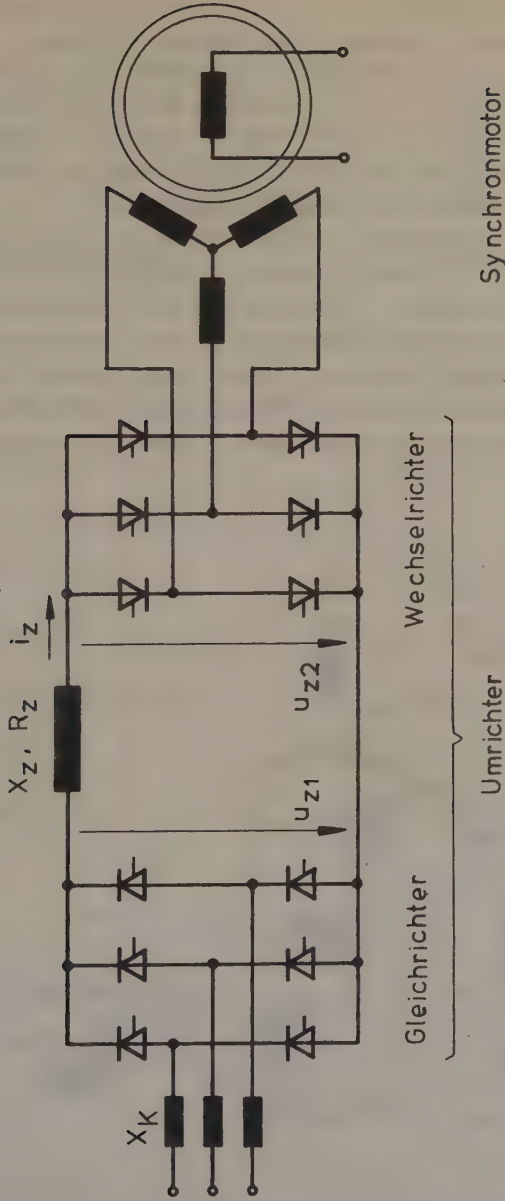


Bild 2.1 Leistungsteil des Stromrichtermotors

5. Der Dämpferkäfig wird durch je eine Ersatzdämpferwicklung in den beiden senkrecht aufeinander stehenden, läuferfesten magnetischen Achsen berücksichtigt. Diese Ersatzwicklungen sind auf die Windungszahl der Ständerwicklung umgerechnet.
6. Die Zählpfeile für Ströme und Spannungen werden im Sinne des Verbraucherzählpfeilsystems orientiert.
7. Das motorisch entwickelte, in Drehrichtung wirkende Drehmoment wird positiv gezählt. Es wird nur eine Drehrichtung ($n > 0$) betrachtet.

Im Bild 2.2 sind die berücksichtigten Wicklungen schematisch dargestellt. Die Wicklungen sind hierbei rechtsgängig angenommen, so daß die Richtung des Stromes zugleich die Richtung der durch diesen Strom erzeugten magnetischen Induktion angibt.

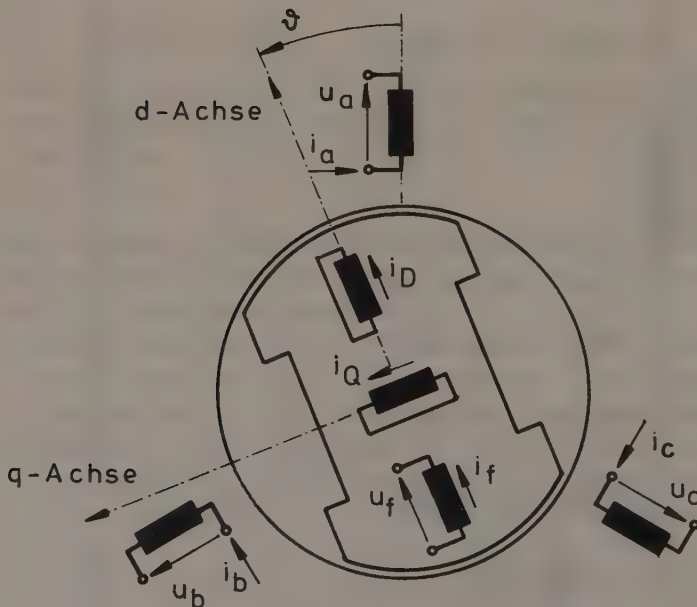


Bild 2.2 Schematische Darstellung der Wicklungen des Synchronmotors

2.1.2 Normierung

Sämtliche Gleichungen, die für den Synchronmotor angegeben werden, gelten für bezogene Größen. Die zugrunde gelegten Bezugsgrößen werden entsprechend /16/ gewählt. Die für die einzelnen physikalischen Größen verwendeten Bezugsgrößen sind der folgenden Aufstellung zu entnehmen:

<u>physikalische Größe:</u>	<u>Bezugsgröße:</u>
Spannungen der Ständerwicklung und der Dämpferersatzwicklungen	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_N$
Ständer- und Dämpferströme	$\sqrt{2} I_N$
Flußverkettungen	$\frac{1}{2\pi f_N} \frac{\sqrt{2} U_N}{\sqrt{3}}$
Erregerstrom	I_{f1}
Erregerspannung	$R_f I_{f1}$
Widerstände und Reaktanzen	$Z_N = \frac{U_N}{\sqrt{3} I_N}$
Winkelgeschwindigkeit	$2\pi f_N$
Drehzahl	f_N
Drehmoment	$\frac{\sqrt{3} U_N I_N}{2\pi f_N}$
Zeit	$\frac{1}{2\pi f_N}$

Hierbei sind U_N die Nennspannung, I_N der Nennstrangstrom und f_N die Nennfrequenz. I_{f1} ist der Erregerstrom, der bei Nennfrequenz die Polradspannung der Größe $\frac{U_N}{\sqrt{3}}$ ergibt.

2.1.3 Gleichungssystem

PARK-Transformation /17/

Wegen der voraussetzungsgemäß zugelassenen Unsymmetrie des Läufers sind die Ständerinduktivitäten im allgemeinen Fall vom Läuferstellungswinkel ϑ abhängig. Um ein Gleichungssystem zu erhalten, das nur konstante Induktivitäten bzw. Reaktanzen aufweist, werden die Ständergrößen (Spannungen, Ströme und Flußverkettungen) der PARK-Transformation unterworfen. Der Zusammenhang zwischen den auf die Ständerstränge bezogenen Größen (Indizes a, b und c) und den gleichen, jedoch auf die Läuferachsen umgerechneten Größen (Indizes d und q) wird durch die folgenden Gleichungen (2.1) und (2.2) hergestellt. Dabei bezeichnet g eine der drei o.a. Ständergrößen, auf die die PARK-Transformation angewendet wird. Da im folgenden immer davon ausgegangen wird, daß die in Sternschaltung angenommene Ständerwicklung mit unbeschaltetem Sternpunkt betrieben wird, ist das Nullsystem strom- und spannungslos. Bei den Transformationsbeziehungen sind die sich daraus ergebenden Vereinfachungen bereits berücksichtigt.

Transformationsbeziehungen:

$$g_a = g_d \cos \vartheta - g_q \sin \vartheta ,$$

$$g_b = g_d \cos \left(\vartheta - \frac{2\pi}{3} \right) - g_q \sin \left(\vartheta - \frac{2\pi}{3} \right) , \quad (2.1)$$

$$g_c = g_d \cos \left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} \right) - g_q \sin \left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} \right) ,$$

$$g_d = \frac{2}{3} g_a \cos \vartheta + \frac{2}{3} g_b \cos \left(\vartheta - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{2}{3} g_c \cos \left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} \right) , \quad (2.2)$$

$$g_q = -\frac{2}{3} g_a \sin \vartheta - \frac{2}{3} g_b \sin \left(\vartheta - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{2}{3} g_c \sin \left(\vartheta + \frac{2\pi}{3} \right) .$$

Wendet man die Transformationsbeziehungen auf die Ständergrößen an, so ergibt sich für die transformierten Größen und für die übrigen Größen das folgende Gleichungssystem:

Flußverkettungen:

$$\psi_d = X_d i_d + i_f + X_{dh} i_D, \quad (2.3)$$

$$\psi_q = X_q i_q + X_{qh} i_Q, \quad (2.4)$$

$$\psi_f = X_{dh} i_d + (1 + \sigma_f) i_f + X_{dh} i_D, \quad (2.5)$$

$$\psi_D = X_{dh} i_d + i_f + X_{dh} (1 + \sigma_D) i_D, \quad (2.6)$$

$$\psi_Q = X_{qh} i_q + X_{qh} (1 + \sigma_Q) i_Q; \quad (2.7)$$

Spannungsgleichungen:

$$u_d = R i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - n \psi_q, \quad (2.8)$$

$$u_q = R i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + n \psi_d, \quad (2.9)$$

$$u_f = i_f + \frac{1}{1 + \sigma_f} T_f \frac{d\psi_f}{dt}, \quad (2.10)$$

$$0 = R_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt}, \quad (2.11)$$

$$0 = R_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt}; \quad (2.12)$$

Drehmomenten- und Bewegungsgleichung:

$$d_M = \psi_d i_q - \psi_q i_d, \quad (2.13)$$

$$\frac{dn}{dt} = \frac{1}{T_A} (d_M - d_L). \quad (2.14)$$

Hierbei ist die Streuziffer σ_f in Gleichung (2.5) gemäß /16,18/ durch das Verhältnis von Streureaktanz zu Hauptreaktanz der Erregerwicklung definiert:

$$\sigma_f = \frac{X_{f\sigma}}{X_{fh}}.$$

In entsprechender Weise gilt für die beiden anderen Streuziffern, die in den Gleichungen der Flußverkettungen auftreten:

$$\sigma_D = \frac{X_{D\sigma}}{X_{dh}} \quad , \quad X_D = X_{dh} (1 + \sigma_D) \quad \text{und} \quad (2.15)$$

$$\sigma_Q = \frac{X_{Q\sigma}}{X_{qh}} \quad , \quad X_Q = X_{qh} (1 + \sigma_Q) \quad . \quad (2.16)$$

Einführung der Konstanten K_D , K_f und K_Q :

Im folgenden werden häufig Annahmen gemacht, die sich auf die Läuferflußverkettungen beziehen. Um diese Annahmen in den Gleichungen des Synchronmotors möglichst unmittelbar berücksichtigen zu können, werden die Ströme der Läuferwicklungen mit Hilfe der Läuferflußverkettungen eliminiert. Zunächst ergibt sich für diese Ströme:

$$i_D = \frac{1}{X_{dh}} \frac{1}{\sigma_D + \sigma_f + \sigma_D \sigma_f} \left(-\psi_f + (1 + \sigma_f) \psi_D - \sigma_f X_{dh} i_d \right) \quad , \quad (2.17)$$

$$i_f = \frac{1}{\sigma_D + \sigma_f + \sigma_D \sigma_f} \left((1 + \sigma_D) \psi_f - \psi_D - \sigma_D X_{dh} i_d \right) \quad , \quad (2.18)$$

$$i_Q = \frac{1}{X_{qh}} \frac{1}{1 + \sigma_Q} \left(\psi_Q - X_{qh} i_q \right) \quad . \quad (2.19)$$

Setzt man diese Ausdrücke in die Flußverkettungsgleichungen des Ständers ein, so erhält man:

$$\psi_d = \left(X_d - \frac{X_{dh} (\sigma_D + \sigma_f)}{\sigma_D + \sigma_f + \sigma_D \sigma_f} \right) i_d + \frac{\sigma_f}{\sigma_D + \sigma_f + \sigma_D \sigma_f} \psi_D + \frac{\sigma_D}{\sigma_D + \sigma_f + \sigma_D \sigma_f} \psi_f \quad (2.20)$$

und

$$\psi_q = \left(X_q - X_{qh} \frac{1}{1 + \sigma_Q} \right) i_q + \frac{1}{1 + \sigma_Q} \psi_Q \quad . \quad (2.21)$$

Wie durch weitere Umformungen gezeigt werden kann, handelt es sich bei den Koeffizienten von i_d und i_q um die subtran-

sienten Reaktanzen in den jeweiligen Achsen X_d'' und X_q'' . Für die übrigen Koeffizienten werden die Bezeichnungen K_D , K_f und K_Q eingeführt. Damit lauten die Flußverkettungen für den Ständer:

$$\psi_d = X_d'' i_d + K_f \psi_f + K_D \psi_D \quad (2.22)$$

$$\psi_q = X_q'' i_q + K_Q \psi_Q \quad (2.23)$$

Hierbei bedeuten:

$$K_D = \frac{\sigma_f}{\sigma_D + \sigma_f + \sigma_D \sigma_f} \quad (2.24)$$

$$K_f = \frac{\sigma_D}{\sigma_D + \sigma_f + \sigma_D \sigma_f} \quad (2.25)$$

$$K_Q = \frac{1}{1 + \sigma_Q} \quad (2.26)$$

Für die Läuferflußverkettungen ergeben sich mit diesen Konstanten die folgenden Differentialgleichungen, wenn die Läuferströme aus den Gleichungen (2.17) bis (2.19) in die Spannungsgleichungen des Läufers (2.10) bis (2.12) eingesetzt werden:

$$\begin{aligned} T_f \frac{d\psi_f}{dt} + K_f \left(1 + \frac{1}{\sigma_D}\right) (1 + \sigma_f) \psi_f - K_D \left(1 + \frac{1}{\sigma_f}\right) \psi_D \\ = K_f (1 + \sigma_f) X_{dh} i_d + (1 + \sigma_f) u_f \end{aligned} \quad (2.27)$$

$$\begin{aligned} T_D \frac{d\psi_D}{dt} - K_f \left(1 + \frac{1}{\sigma_D}\right) \psi_f + K_D \left(1 + \frac{1}{\sigma_f}\right) (1 + \sigma_D) \psi_D \\ = K_D (1 + \sigma_D) X_{dh} i_d \end{aligned} \quad (2.28)$$

$$T_Q \frac{d\psi_Q}{dt} + \psi_Q = X_{qh} i_q \quad (2.29)$$

Dieses Differentialgleichungssystem besteht aus zwei Teilsystemen. Während (2.27) und (2.28) miteinander gekoppelt sind, ist (2.29) von beiden entkoppelt. Für bekannte Funktionen von i_d , i_q und u_f , die in den Differentialgleichungen als Störfunktionen vorkommen, läßt sich folglich die Lösung für die Läuferflußverkettungen in mathematisch geschlossener Form angeben. Von dieser Möglichkeit wird bei der Berechnung von Zeitverläufen Gebrauch gemacht (Abschnitt 3.2).

2.2 Umrichter

Der Umrichter besteht aus zwei Drehstrombrückenschaltungen, deren Gleichstromklemmen über die Zwischenkreisdrossel in Reihe geschaltet sind. Entsprechend der Betriebsweise der beiden Stromrichter bei motorischem Betrieb werden im folgenden der netzseitig angeordnete Stromrichter als Gleichrichter und der motorseitig angeordnete Stromrichter als Wechselrichter bezeichnet.

Der Betrieb bei niedrigsten Drehzahlen, der z.B. beim Anfahren des Antriebs auftritt, erfordert wegen der zu geringen Kommutierungsspannung zusätzliche Maßnahmen /19/. Sie beziehen sich entweder auf den Leistungsteil (Zwangskommutierung, /8/) oder auf die Steuerung (Zwischenkreistaktung, /20/). Die in diesem untersten Drehzahlbereich auftretenden Probleme werden nicht betrachtet.

Beide Stromrichter arbeiten ausschließlich mit natürlicher Kommutierung. Der Kommutierungskreis umfaßt hierbei jeweils zwei Ventile des Wechselrichters und zwei Ständerstränge des Synchronmotors. Da der Kommutierungsverlauf von den in den Ständerwicklungen induzierten Spannungen abhängt, müssen die einzelnen Thyristoren des Wechselrichters nach Maßgabe geeignet ausgewählter Größen des Synchronmotors gezündet werden. Wird hierzu der Läuferstellungswinkel ϑ verwendet, so spricht man von Polradlagetaktung. Werden

hingegen die Zündimpulse von den Ständerspannungen abgeleitet, so spricht man von Spannungstaktung.

2.2.1 Voraussetzungen

Für die Thyristoren beider Drehstrom-Brückenschaltungen wird angenommen, daß es sich um ideal arbeitende Schalter handelt. Sie werden durch einen Zündimpuls bei positiver Sperrspannung eingeschaltet und beim negativen Stromnulldurchgang ausgeschaltet. Im eingeschalteten Zustand trete an ihnen keine Spannung auf; im gesperrten Zustand soll der sie durchfließende Strom null sein. Die Schutzbeschaltung sei ohne Einfluß auf die Verläufe der Ventilspannung und des Ventilstromes. Die netzseitigen Kommutierungs-drosseln seien widerstandslos.

Die Zwischenkreisdrossel wird durch die Reihenschaltung einer Induktivität und eines ohmschen Widerstandes berücksichtigt. Die magnetische Sättigung wird vernachlässigt.

2.2.2 Normierung und Nennwerte

Für die Normierung der Spannungen und Ströme des Umrichters werden die gleichen Bezugsgrößen verwendet wie für die Ständerspannungen und Ständerströme des Synchronmotors. Der Nennwert der den Umrichter speisenden Drehspannung wird jedoch höher vorgegeben als der Nennwert der Ständerspannung des Synchronmotors. Diese höhere Spannung ist erforderlich, damit auch bei maximaler Drehzahl im generatorischen Betrieb der Netzstromrichter in ausreichendem Abstand von der Wechselrichtertrittgrenze arbeitet. Die Festlegung erfolgt im Hinblick auf die späteren numerischen Auswertungen so, daß sich als Verhältnis der ideellen Gleichspannungen von Gleich- und Wechselrichter der gleiche Wert ergibt wie für die entsprechenden Größen bei stromrichtergespeisten Gleichstromantrieben für Mehrquadranten-Betrieb. Die entsprechenden Größen sind dort die ideelle Leerlaufgleich-

spannung des Stromrichters U_{di} und die Ankernennspannung des Gleichstrommotors U_{AN} . Für den bezogenen Wert der Leiterspannung des Netzes ergibt sich damit:

$$\hat{E}_1 = \frac{U_{di}}{U_{AN}} .$$

Hierfür wird später ein Wert angenommen, der sich aus den in /21/ festgelegten Spannungen ergibt.

Die Frequenz des speisenden Netzes sei konstant und gleich der Bezugsfrequenz f_N des Synchronmotors.

2.2.3 Gleichungen

Spannungen und Strom im Zwischenkreis sind gemäß einem Maschenumlauf miteinander verknüpft:

$$u_{z1} - u_{z2} = R_z i_z + X_z \frac{di_z}{dt} . \quad (2.30)$$

Für den arithmetischen Mittelwert der netzseitigen Zwischenkreisspannung U_{z1} ergibt sich die ideelle Gleichspannung bei Ansteuerung des Gleichrichters mit dem Steuerwinkel α_1 , vermindert um den induktiven Spannungsabfall:

$$U_{z1} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{E}_1 \cos \alpha_1 - \frac{3}{\pi} X_K I_z . \quad (2.31)$$

Anmerkung:

Da alle Größen (mit Ausnahme von Winkeln) im folgenden in bezogener Form erscheinen, werden weder diese Größen selbst noch die für diese Größen geltenden Gleichungen speziell gekennzeichnet.

Zeitlich konstante Größen werden durch große Buchstaben von zeitabhängigen Größen unterschieden, die mit kleinen Buchstaben bezeichnet werden. Eine Ausnahme bilden die Drehzahl und Winkel, die immer durch kleine Buchstaben gekennzeichnet werden. Die konstanten Werte dieser Größen werden mit dem Index 0 versehen.

Die motorseitige Zwischenkreisspannung u_{z2} ergibt sich aus den in den Ständerwicklungen des Synchronmotors auftretenden Spannungen. Sie wird in Abschnitt 3.1.3 berechnet.

2.3 Zusammenwirken von Wechselrichter und Synchronmotor

Wechselrichter und Synchronmotor arbeiten in einer für den Stromrichtermotor typischen Weise zusammen. Die Auswahl von je einem Paar stromdurchflossener Ventile muß zwei Bedingungen erfüllen: zum einen muß sich ein Drehmoment in der erforderlichen Richtung ergeben; zum anderen muß die Kommutierung auf das jeweilige Folgeventil durch die Ständerspannungen erfolgen. Die Beachtung dieser beiden Bedingungen führt auf eine definierte räumliche Zuordnung von Erregerfeld und Ständerstrombelag. Als Folge dieser Zuordnung ist die Ausgangsfrequenz des Wechselrichters immer gleich der der Drehzahl des Synchronmotors entsprechenden Ständerfrequenz. Für diese Art der Abhängigkeit der Umrichterfrequenz von der Drehzahl des Synchronmotors hat sich die Bezeichnung Selbststeuerung eingeführt. Diese Selbststeuerung kann unterschiedlich realisiert werden. Bei der Polradlagetaktung wird der Zwischenkreisstrom - von Kommutierungseffekten abgesehen - durch die Vorgabe des Wellensteuerwinkels unmittelbar in die beiden Komponenten i_d und i_q aufgeteilt; demgegenüber wird bei der Spannungstaktung die Ankerrückwirkung zusätzlich berücksichtigt und folglich der (spannungsorientierte) Steuerwinkel vorgegeben.

Für alle weiteren Betrachtungen wird angenommen, daß die Drehzahl konstant sei. Wegen der daraus folgenden Linearität zwischen Zeit t und Läuferstellungswinkel ϑ sind Funktionen der unabhängigen Variablen t bis auf einen konstanten Faktor dieser unabhängigen Variablen in gleicher Weise auch Funktionen des Läuferstellungswinkels ϑ . Aus diesem Grunde werden weiterhin zeitliche Funktionen über dem Läuferstellungswinkel ϑ aufgetragen.

Definition des Wellensteuerwinkels α_p und des Steuerwinkels α_2 :

Bei der Polradlagetaktung hängen die einzelnen Zündzeitpunkte außer vom Wellensteuerwinkel nur noch vom Läuferstellungswinkel ϑ ab. Da sich der Läuferstellungswinkel unmittelbar in den Polradspannungen der einzelnen Ständerstränge ausdrückt, sollen der Definition des Wellensteuerwinkels α_p diese Polradspannungen zugrunde gelegt werden.

Die Polradspannungen werden infolge der Erregerdurchflutung in den Ständersträngen induziert und erscheinen bei stromloser Ständerwicklung an deren Klemmen. Es ergibt sich also für $i_d \equiv 0$ und $i_q \equiv 0$ aus (2.3) und (2.4) für den stationären Fall:

$$\psi_d = I_f, \quad \psi_q = 0 \quad \text{und daraus}$$

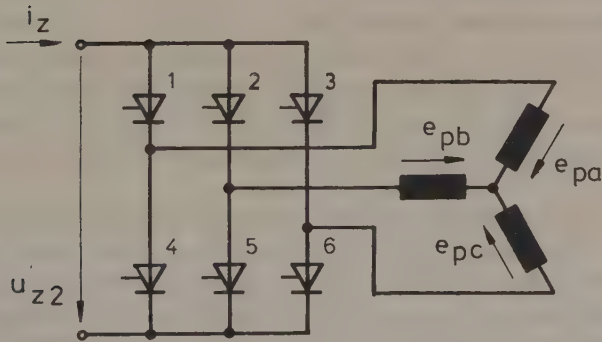
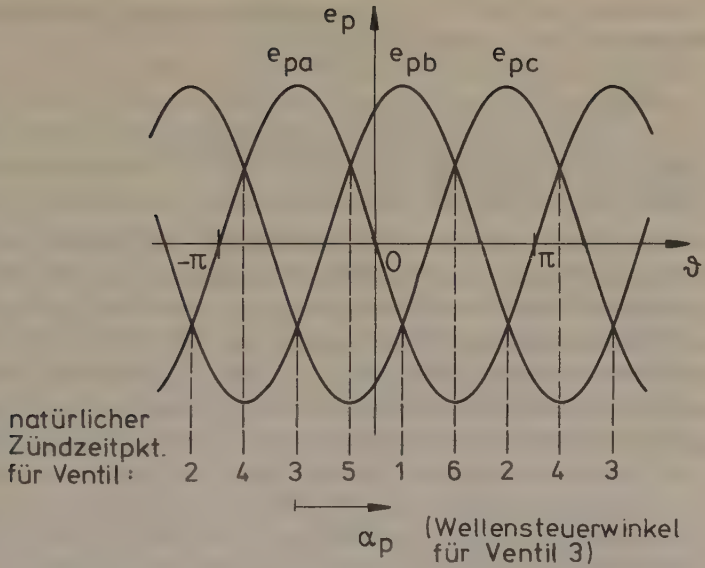
$$U_q = n_o \psi_d \quad \text{und} \quad U_d = 0.$$

Die Polradspannungen der drei Ständerstränge ergeben sich aus den Gleichungen (2.1) dann zu

$$\begin{aligned} e_{pa} &= - \hat{E}_p \sin(\vartheta), \\ e_{pb} &= - \hat{E}_p \sin(\vartheta - \frac{2\pi}{3}), \\ e_{pc} &= - \hat{E}_p \sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \tag{2.32}$$

$$\text{mit } \hat{E}_p = n_o I_f.$$

Die Schnittpunkte der Polradspannungen stellen die natürlichen Zündzeitpunkte der Thyristoren dar. Erfolgt in diesen Zeitpunkten die Zündung, so liegt ein Wellensteuerwinkel $\alpha_p = 0^\circ$ vor. In Bild 2.3 sind die Polradspannungen über den Läuferstellungswinkel aufgetragen; zusätzlich ist eingetragen, für welchen Thyristor jeweils der Schnittpunkt der Polradspannungen den natürlichen Zündzeitpunkt darstellt.



Numerierung der Ventile

Bild 2.3 Zuordnung der Zündzeitpunkte zum Läuferstellungswinkel

Im allgemeinen Fall ($\alpha_p \neq 0$) ergeben sich die Läuferstellungswinkel im Zündaugenblick zu

$$\vartheta_z = \vartheta_{zo} + \alpha_p . \quad (2.33)$$

(ϑ_{zo} : Läuferstellungswinkel bei Zündung im natürlichen Zündaugenblick)

Berücksichtigt man die Ankerrückwirkung, so treten an den Ständersträngen nicht die Polradspannungen auf. Die Strangspannungen sind in der Amplitude und in der Phasenlage von den Polradspannungen verschieden. Aus ihrem Verlauf ergeben sich die Ventilspannungen und aus ihnen ergibt sich der spannungsorientierte Steuerwinkel α_2 . Er entspricht dem bei natürlich kommutierten Stromrichtern üblichen Steuerwinkel.

3. Stationäres Betriebsverhalten

Für die theoretische Ermittlung des Betriebsverhaltens bestehen mehrere Möglichkeiten, die sich durch den mathematischen Aufwand und durch die Leistungsfähigkeit des angewandten Verfahrens unterscheiden. So kann auf dem Wege der digitalen Simulation die numerische Integration des Differentialgleichungssystems durchgeführt werden. Dabei ist auch die Berücksichtigung der Regelkreise möglich /22,23/. Sowohl das stationäre als auch das dynamische Verhalten der gesamten Anordnung sind so der Untersuchung zugänglich. Für den Synchronmotor selbst gelten dabei abschnittsweise drei unterschiedliche mathematische Beschreibungen: je eine für die Alleinzeit, für die Kommutierung und für den Lückbetrieb. Eine Komplizierung erfährt die mathematische Beschreibung, wenn außer diesen ordnungsgemäß auftretenden Schaltzuständen auch der fehlerhafte Betrieb des Wechselrichters (Mehrfachkommutierung, Kippen) in die Betrachtung eingeschlossen ist /9/. Die hierbei notwendigen Strukturumschaltungen legen den Gedanken an eine hybride Simulation nahe. Für den Fall der idealen Stromeinprägung im Zwischenkreis wurde sie in /24/ durchgeführt, wobei die Schaltzustände Alleinzeit und Kommutierung berücksichtigt wurden.

Beschränkt man sich auf das stationäre Betriebsverhalten, so ist die Berechnung von Betriebspunkten aufgrund einer Grundschwingungsbetrachtung mit einfachen mathematischen Mitteln möglich. Für die Wahl der Eingangsgrößen des entstehenden Gleichungssystems besteht eine Reihe von Möglichkeiten /25,26/. Sinnvollerweise werden die einen Betriebspunkt festlegenden Eingangsgrößen so gewählt, daß sie den an dem betrachteten Antrieb unmittelbar oder durch eine Regelung mittelbar vorzugebenden Größen entsprechen. Dadurch besteht ein Zusammenhang zwischen der Wahl der Eingangsgrößen des Gleichungssystems und den unterschiedlichen möglichen Betriebsarten des Antriebs.

In dem vorliegenden Kapitel wird zunächst das stationäre Betriebsverhalten aufbauend auf einer Grundswingungsbetrachtung der Ständerströme berechnet. Dabei wird besondere Bedeutung der möglichst genauen Ermittlung des Phasenwinkels der Ständerstromgrundswingung beigemessen. Die Ergebnisse dieser Grundswingungsbetrachtung werden in Form von Betriebskennlinien erläutert, die für verschiedene Betriebsarten des Stromrichter motors ermittelt werden. Ergänzend hierzu werden daneben auch zeitliche Verläufe verschiedener Größen berechnet. Dazu wird die mathematische Beschreibung soweit vereinfacht, daß sich für die Differentialgleichungen Lösungen in geschlossener mathematischer Form angeben lassen. Anhand markanter Werte dieser gewonnenen zeitlichen Funktionen ergibt sich die Möglichkeit, die Drehmomentenwelligkeit für verschiedene Betriebsarten miteinander zu vergleichen.

Wegen der schaltenden Arbeitsweise von Gleich- und Wechselrichter enthalten die Ständerströme des Synchronmotors außer der Grundswingung, deren Frequenz der Drehzahl entspricht, verschiedene Oberschwingungsanteile. Soweit sie durch den Wechselrichter bedingt sind, handelt es sich um Oberschwingungen der Ständerfrequenz. Ein zweites Oberschwingungsspektrum ist der Pulsfrequenz des Gleichrichters zugeordnet. Durch die Überlagerung beider Spektren ergeben sich Schwebungsfrequenzen, die Funktionen der Drehzahl sind. Alle mit ihnen zusammenhängenden Effekte werden bei der folgenden Betrachtung eliminiert, indem eine unendlich große Glättungsdrossel angenommen wird. Dadurch treten im Zwischenkreisstrom keine pulsfrequenten Anteile auf. Gleichrichter und Wechselrichter sind damit ausschließlich durch die Gleichanteile von Zwischenkreisstrom und Zwischenkreisspannung miteinander gekoppelt.

3.1 Grundswingungsbetrachtung

Wird nur die Grundswingung des Ständerstromes betrachtet, so ergeben sich für die Ständerstromkomponenten im läuferfesten Koordinatensystem zeitlich konstante Größen. Ihre Berechnung erfordert also zunächst die Ermittlung des Grundswingungsanteils des Ständerstromes, dessen zeitlicher Verlauf sich aus der idealen Einprägung des Zwischenkreisstromes und unter Berücksichtigung von Kommutierungseffekten ergibt. Die Länge des bei der Durchführung einer FOURIER-Analyse zu betrachtenden Intervalls des Läuferstellungswinkels beträgt dabei 2π ; bzw. unter Ausnutzung von Symmetrieeigenschaften π . Gleichbedeutend damit ist jedoch die Bildung der arithmetischen Mittelwerte der Ständerstromkomponenten im läuferfesten Koordinatensystem. Die Periodendauer ist hier gleich der Pulsperiodendauer und beträgt $\frac{2\pi}{6}$. Diese zweite Möglichkeit wird hier gewählt, da damit zugleich die Aufspaltung des Ständerstromes in die Komponenten der läuferfesten Achsen vorgenommen werden kann.

3.1.1 Betrachtung einer Pulsperiode

Bei der Betrachtung der Ständergrößen im läuferfesten Koordinatensystem sind ihre Verläufe mit der Pulsperiodendauer periodisch. Es genügt daher, einen Bereich von $\frac{2\pi}{6}$ des Läuferstellungswinkels zu betrachten. Dieser Bereich kann vollkommen willkürlich festgelegt werden. Um eine möglichst einfache mathematische Formulierung zu erzielen, wird der betrachtete Bereich jedoch so gewählt, daß sein Beginn mit dem Zündzeitpunkt eines Ventils zusammenfällt. Das Ende des Bereichs fällt dann mit der Zündung des nächsten Ventils zusammen. Zu Beginn werde das Ventil 3 (Bild 2.3) gezündet, so daß eine Kommutierung von Ventil 2 auf Ventil 3 beginnt, während außerdem das Ventil 4 Strom führt. Nach Beendigung der Kommutierung schließt sich die Alleinzeit an, in der die Ventile 3 und 4 leitend sind. Bei der Wahl dieser Pulsperiode ergibt sich für den theoretischen Steuer-

bereich von $0 \leq \alpha_p \leq \pi$ ein symmetrisch zu $\vartheta = 0$ liegender Bereich des Zündzeitpunktes $-\frac{\pi}{2} \leq \vartheta_z \leq +\frac{\pi}{2}$; der Läuferstellungswinkel ist demnach im Bereich von $\alpha_p - \frac{\pi}{2} \leq \vartheta \leq \alpha_p - \frac{\pi}{6}$ zu betrachten.

3.1.2 Gleichungssystem

Um weitere Vereinfachungen bei der mathematischen Behandlung zu erzielen, wird angenommen, daß die subtransienten Reaktanzen des Synchronmotors einander gleich sind: $X'' = X_d'' = X_q''$. Diese Symmetrie der subtransienten Reaktanzen ist normalerweise bei Synchronmaschinen gut erfüllt, die mit einem vollständigen Dämpferkäfig ausgerüstet sind. Synchronmotoren, die hier hauptsächlich betrachtet werden, sind gewöhnlich mit einem vollständigen Dämpferkäfig ausgestattet, um den asynchronen Anlauf zu ermöglichen. Eine solche Ausführung des Dämpferkäfigs empfiehlt sich jedoch auch für Synchronmotoren, die als Stromrichter motoren betrieben werden, obgleich dabei der asynchrone Betrieb prinzipiell ausgeschlossen ist. Die Vorteile liegen hier darin, daß geringe Werte für die Kommutierungsreaktanzen des Wechselrichters erzielt werden.

Flußverkettungen:

Die Flußverkettungen bilden sich nur aufgrund der Ständerströme und des Erregerstromes. Die Dämpferströme bilden keine Beiträge, da sie wegen der ausschließlich induktiven Kopplung mit der Ständer- und Erregerwicklung keine Gleichanteile enthalten, sondern nur durch Oberschwingungsanteile des Ständerstromes induziert sind, die hier jedoch vernachlässigt sind. Das gleiche gilt für den Wechselanteil des Erregerstromes. Damit ergeben sich die Läuferflußverkettungen zu:

$$\psi_D = X_{dh} I_d + U_f, \quad (3.1)$$

$$\psi_f = X_{dh} I_d + (1 + \sigma_f) U_f, \quad (3.2)$$

$$\psi_Q = X_{qh} I_q. \quad (3.3)$$

Sie seien in der betrachteten Pulsperiode konstant. Die Ständerströme I_d und I_q werden erst später berechnet.

Aus den Gleichungen (2.22) und (2.23) gehen dann die Ständerflußverkettungen hervor:

$$\psi_d = X'' I_d + K_D \psi_D + K_f \psi_f, \quad (3.4)$$

$$\psi_q = X'' I_q + K_Q \psi_Q. \quad (3.5)$$

Aus den Komponenten der Läuferflußverkettungen ergibt sich die innere Flußverkettung ψ'' , die von den Klemmen der Ständerwicklung her gesehen hinter den subtransienten Reaktanzen erscheint:

$$\psi'' = \sqrt{(K_D \psi_D + K_f \psi_f)^2 + (K_Q \psi_Q)^2}. \quad (3.6)$$

Die Lage von ψ'' bezüglich der läuferfesten Achsen wird durch den Feldwinkel ϵ_o ausgedrückt:

$$\sin \epsilon_o = \frac{K_Q \psi_Q}{\psi''}. \quad (3.7)$$

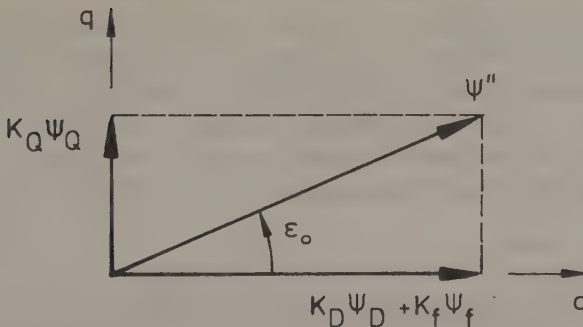


Bild 3.1 Flußverkettung ψ'' und Feldwinkel ϵ_o

Bild 3.1 veranschaulicht die Zusammenhänge. Beim Leerlauf des Motors ergibt sich mit $I_q = 0$ aus Gleichung (3.3) $\Psi_Q = 0$ und damit $\epsilon_0 = 0$ sowie $\Psi = U_f$. Bei motorischem Betrieb hingegen gilt $I_q > 0$, folglich $\Psi_Q > 0$ und daraus $\epsilon_0 > 0$; bei generatorischem Betrieb andererseits gilt $I_q < 0$, $\Psi_Q < 0$ und daraus $\epsilon_0 < 0$. Die Flußverkettung Ψ unterscheidet sich von der Hauptflußverkettung um einen geringen Betrag, da die subtransienten Reaktanzen von den Ständerstreureaktanzen verschieden sind. Im Betriebsbereich des Stromrichtermotors - übererregter Betrieb - ist sie größer als die Hauptflußverkettung.

Überlappungswinkel:

Die bisher für die Berechnung der Flußverkettungen bereits benötigten Ständerstromkomponenten I_d und I_q ergeben sich aus der Mittelung über die Verläufe $i_d(\vartheta)$ und $i_q(\vartheta)$. Diese Mittelung muß abschnittsweise für die Kommutierung und die Alleinzeit durchgeführt werden, da sich nur abschnittsweise geltende mathematische Ausdrücke für $i_d(\vartheta)$ und $i_q(\vartheta)$ angeben lassen. Dazu muß zunächst der Überlappungswinkel berechnet werden. Hierbei wird der ohmsche Ständerwiderstand vernachlässigt, so daß ein rein induktiver Kommutierungskreis vorliegt. Da die subtransienten Reaktanzen in den beiden läuferfesten Achsen als einander gleich angenommen werden, ist die Kommutierungsreaktanz vom Läuferstellungswinkel unabhängig. Wegen der sinusförmigen Kommutierungsspannung ergibt sich damit auch ein sinusförmiger Kommutierungsstrom. Aus der Kurzschlußbedingung $u_b = u_c$ folgt durch Anwendung der PARK-Gleichungen:

$$u_d \sin\vartheta = - u_q \cos\vartheta \quad (3.8)$$

Für die hierin auftretenden Spannungen u_d und u_q werden in den Gleichungen (2.8) und (2.9) die vorangestellten Vereinfachungen berücksichtigt und die Ständerflußverkettungen durch die Ständerströme und die Läuferflußverkettungen ausgedrückt.

$$u_d = \underbrace{n_o x'' \frac{di_d}{d\vartheta}}_{\frac{d\psi_d}{dt}} - \underbrace{n_o (x'' i_q + K_Q \psi_Q)}_{n_o \psi_q} , \quad (3.9)$$

$$u_q = \underbrace{n_o x'' \frac{di_q}{d\vartheta}}_{\frac{d\psi_q}{dt}} + \underbrace{n_o (x'' i_d + K_D \psi_D + K_f \psi_f)}_{n_o \psi_d} . \quad (3.10)$$

Für die Ströme gilt:

$$i_a = -I_z ; i_b + i_c = I_z .$$

Durch Anwenden der PARK-Transformation erhält man die Stromkomponenten:

$$i_d = \frac{2}{\sqrt{3}} \left\{ I_z \sin(\vartheta - \frac{\pi}{3}) - i_c \sin\vartheta \right\} , \quad (3.11)$$

$$i_q = \frac{2}{\sqrt{3}} \left\{ I_z \cos(\vartheta - \frac{\pi}{3}) - i_c \cos\vartheta \right\} . \quad (3.12)$$

Werden diese Ausdrücke sowie deren Ableitungen in die Gleichungen (3.9) und (3.10) und in die transformierte Kurzschlußbedingung (3.8) eingesetzt, so ergibt sich die folgende einfache Differentialgleichung für den Strom i_c :

$$\frac{di_c}{d\vartheta} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{x''} (-K_Q \psi_Q \sin\vartheta + (K_f \psi_f + K_D \psi_D) \cos\vartheta) . \quad (3.13)$$

Verwendet man die Gleichungen 3.6 und 3.7, um die einzelnen Läuferflußverkettungen durch die resultierende Flußverkettung zu ersetzen, so erhält man die Differentialgleichung in der Form:

$$\frac{di_c}{d\vartheta} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{x''} \psi'' \cos(\vartheta + \epsilon_0) . \quad (3.14)$$

Die bestimmte Lösung dieser Differentialgleichung erhält man durch Beachtung der Anfangsbedingung:

$$i_c = 0 \quad \text{für} \quad \vartheta = \vartheta_z .$$

Damit lautet die gesuchte Lösung für den Strom i_c :

$$i_c = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\Psi''}{X''} (\sin(\vartheta + \epsilon_0) - \sin(\vartheta_z + \epsilon_0)) \quad \text{für} \quad \vartheta_z \leq \vartheta \leq \vartheta_z + u_0 . \quad (3.15)$$

$\hat{I}_K$

Hierbei ist $\hat{I}_K$ die Amplitude des Kommutierungswechselstromes; u_0 ist der noch unbekannte Überlappungswinkel.

Aus dem Verlauf des Stromes i_c läßt sich nun unmittelbar der Überlappungswinkel berechnen. Das Ende der Kommutierung ist dadurch bestimmt, daß der Strom i_c dem Zwischenkreisstrom I_z gleich ist; also:

$$i_c(\vartheta = \vartheta_z + u_0) = I_z .$$

Daraus erhält man

$$\frac{2 X'' I_z}{\sqrt{3} \Psi''} = \sin(\vartheta_z + u_0 + \epsilon_0) - \sin(\vartheta_z + \epsilon_0) . \quad (3.16)$$

Ersetzt man nun den Läuferstellungswinkel im Zündaugenblick durch den Wellensteuerwinkel α_p gemäß $\alpha_p = \vartheta_z + 90^\circ$, so wird deutlich, daß die Summe $\alpha_{p0} + \epsilon_0$ dem in der Stromrichter-technik üblichen Steuerwinkel α bei Stromrichtern mit natürlicher Kommutierung gleich ist. Um die Zugehörigkeit zum Wechselrichter auszudrücken, wird dieser Steuerwinkel mit dem Index 2 versehen. Daher gilt für die stationären Größen:

$$\alpha_{20} = \alpha_{p0} + \epsilon_0 , \quad (3.17)$$

und Gleichung 3.16 lautet damit:

$$\frac{2 X'' I_z}{\sqrt{3} \Psi''} = -\cos(\alpha_{20} + u_0) + \cos \alpha_{20} . \quad (3.18)$$

Zwischen dem Steuerwinkel α_{20} , dem Überlappungswinkel u_0 und dem Löschwinkel γ_0 besteht auch hier die Beziehung:

$$\alpha_{20} + u_0 + \gamma_0 = 180^\circ. \quad (3.19)$$

Ständerstromkomponenten:

Mit der Berechnung des Stromes i_c im Kommutierungsintervall sind nun die Verläufe der drei Ströme in den Ständersträngen bekannt. Aus ihnen lassen sich die Verläufe der Stromkomponenten i_d und i_q berechnen.

Für die Kommutierung (Index K) ergibt sich aus der Stromverteilung $i_a = -I_z$, $i_b = I_z - i_c$, für i_c gemäß (3.15) der Verlauf:

$$i_{dK}(\vartheta) = \frac{2}{3}\sqrt{3} I_z \sin(\vartheta - \frac{\pi}{3}) - \frac{1}{\sqrt{3}} I_z \frac{\sin(\vartheta + \epsilon_0) - \sin(\vartheta_z + \epsilon_0)}{\sin \frac{u_0}{2} \cos(\vartheta_z + \epsilon_0 + \frac{u_0}{2})} \sin \vartheta, \quad (3.20)$$

$$i_{qK}(\vartheta) = \frac{2}{3}\sqrt{3} I_z \cos(\vartheta - \frac{\pi}{3}) - \frac{1}{\sqrt{3}} I_z \frac{\sin(\vartheta + \epsilon_0) - \sin(\vartheta_z + \epsilon_0)}{\sin \frac{u_0}{2} \cos(\vartheta_z + \epsilon_0 + \frac{u_0}{2})} \cos \vartheta. \quad (3.21)$$

Für die Alleinzeit (Index A) ergibt sich, ausgehend von der Stromverteilung $i_a = -I_z$, $i_b = 0$, $i_c = I_z$:

$$i_{dA}(\vartheta) = -\frac{2\sqrt{3}}{3} I_z \sin(\vartheta + \frac{\pi}{3}), \quad (3.22)$$

$$i_{qA}(\vartheta) = -\frac{2\sqrt{3}}{3} I_z \cos(\vartheta + \frac{\pi}{3}). \quad (3.23)$$

Die Bewegung des Raumzeigers des Ständerstromes im Verlauf einer Pulsperiode zeigt Bild 3.2 im läuferfesten Koordinatensystem. Während der Alleinzeit beschreibt die Spitze des Raumzeigers einen Kreisbogen um den Ursprung, den sie im mathematisch negativen Sinn durchläuft. Durch die Überlagerung des Kurzschlußwechselstromes während der Kommutierung erfährt der Raumzeiger eine Drehung im mathematisch positiven Sinn. Die Länge des Raumzeigers ist wegen des zweisträngigen Kurzschlusses in der Kommutierungsphase kleiner als während der Alleinzeit.

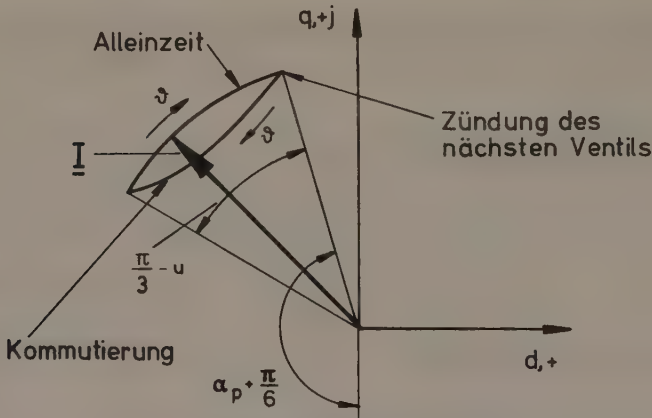


Bild 3.2 Raumzeiger des Ständerstromes während einer Pulsperiode

Die Mittelwertbildung wird nun in der folgenden Art durchgeführt:

$$I_d = \frac{3}{\pi} \left(\int_{\vartheta_z}^{\vartheta_z + u} i_{dK}(\vartheta) d\vartheta + \int_{\vartheta_z + u}^{\vartheta_z + \frac{\pi}{3}} i_{dA}(\vartheta) d\vartheta \right) , \quad (3.24)$$

$$I_q = \frac{3}{\pi} \left(\int_{\vartheta_z}^{\vartheta_z + u} i_{qK}(\vartheta) d\vartheta + \int_{\vartheta_z + u}^{\vartheta_z + \frac{\pi}{3}} i_{qA}(\vartheta) d\vartheta \right) . \quad (3.25)$$

Nach Ausführung dieser Integrationen ergeben sich Ausdrücke, die sich mit Hilfe bereits abgeleiteter Zusammenhänge so umformen lassen, daß sie in der folgenden Form angegeben werden können:

$$I_d = f_d(I_z, \psi'', \alpha_{po}, u_o, \epsilon_o), \quad (3.26)$$

$$I_q = f_q(I_z, \psi'', \alpha_{po}, u_o, \epsilon_o). \quad (3.27)$$

Die Funktionen f_d und f_q lauten dabei:

$$\begin{aligned} f_d(I_z, \psi'', \alpha_{po}, u_o, \epsilon_o) \\ = -\frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_z \sin \frac{u_o}{2} \cos(\alpha_{po} + \frac{u_o}{2} - \frac{\pi}{3}) \\ + \frac{6\psi''}{\pi X} \sin \frac{u_o}{2} \cos(\alpha_{po} + \epsilon_o) \cos(\alpha_{po} + \epsilon_o + \frac{u_o}{2}) \\ - \frac{3\psi''}{2\pi X} \sin \frac{u_o}{2} \cos(2\alpha_{po} + \epsilon_o + u_o) - \frac{3\psi''}{2\pi X} u_o \cos \epsilon_o \\ - \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_z \sin(\alpha_{po} + \frac{u_o}{2}) \sin(\frac{\pi}{6} - \frac{u_o}{2}) \end{aligned} \quad (3.28)$$

und

$$\begin{aligned} f_q(I_z, \psi'', \alpha_{po}, u_o, \epsilon_o) \\ = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_z \sin \frac{u_o}{2} \sin(\alpha_{po} + \frac{u_o}{2} - \frac{\pi}{3}) \\ - \frac{6\psi''}{\pi X} \sin \frac{u_o}{2} \cos(\alpha_{po} + \epsilon_o) \sin(\alpha_{po} + \epsilon_o + \frac{u_o}{2}) \\ + \frac{3\psi''}{2\pi X} \sin u_o \cos(2\alpha_{po} + \epsilon_o + u_o) - \frac{3\psi''}{2\pi X} u_o \sin \epsilon_o \\ - \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_z \cos(\alpha_{po} + \frac{u_o}{2}) \sin(\frac{\pi}{6} - \frac{u_o}{2}). \end{aligned} \quad (3.29)$$

Die jeweils als letzte aufgeführten Summanden der Funktionen f_d und f_q stellen hierbei die Anteile dar, die durch die Alleinzeit zustande kommen, während alle übrigen Summanden durch die Kommutierungsdauer beigetragen werden.

Mit diesen Formeln lassen sich die Ständerstromkomponenten ermitteln, die bereits für die Berechnung der Flußverktungen benutzt wurden.

Aus dem Zeigerdiagramm (Bild 3.3) wird deutlich, daß der Betrieb des Stromrichtermotors nur bei übererregtem Synchronmotor möglich ist. Dies gilt sowohl für motorischen ($I_q > 0$) als auch für generatorischen Betrieb ($I_q < 0$). Die Richtung des Raumzeigers $\underline{I}$ wird überwiegend durch den Wellensteuerwinkel α_{po} bestimmt. Bedingt durch die Kommutierung tritt jedoch noch eine geringfügige zusätzliche Phasenverschiebung auf, die kleiner ist als der halbe Überlappungswinkel. Die Raumzeiger der Polradspannung $\underline{E}_p$ und der inneren Spannung $\underline{E}'' = jn_o \underline{\Psi}$ schließen ebenso wie die ihnen entsprechenden Flußverktungen den Winkel ϵ_o ein. Bezogen auf die Richtung von $\underline{E}''$ ergibt sich der Steuerwinkel α_{20} und Löschwinkel γ_o , die zusammen mit dem Überlappungswinkel u_o die Winkelsumme π ergeben.

Gegenüber den sehr viel einfacheren Näherungsformeln

$$I_d = - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_z \sin(\alpha_{po} + \frac{u_o}{2}) \quad \text{und}$$

$$I_q = - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_z \cos(\alpha_{po} + \frac{u_o}{2})$$

sind die angeführten Funktionen f_d und f_q besonders dann genauer, wenn der Überlappungswinkel groß ist. Das ist grundsätzlich dann der Fall, wenn der Wechselrichter mit großer Aussteuerung betrieben wird; also im Gleichrichterbetrieb (generatorischer Betrieb des Synchronmotors) bei kleinem Steuerwinkel und im Wechselrichterbetrieb (motorischer Betrieb) bei kleinem Löschwinkel. In diesen Betriebsbereichen

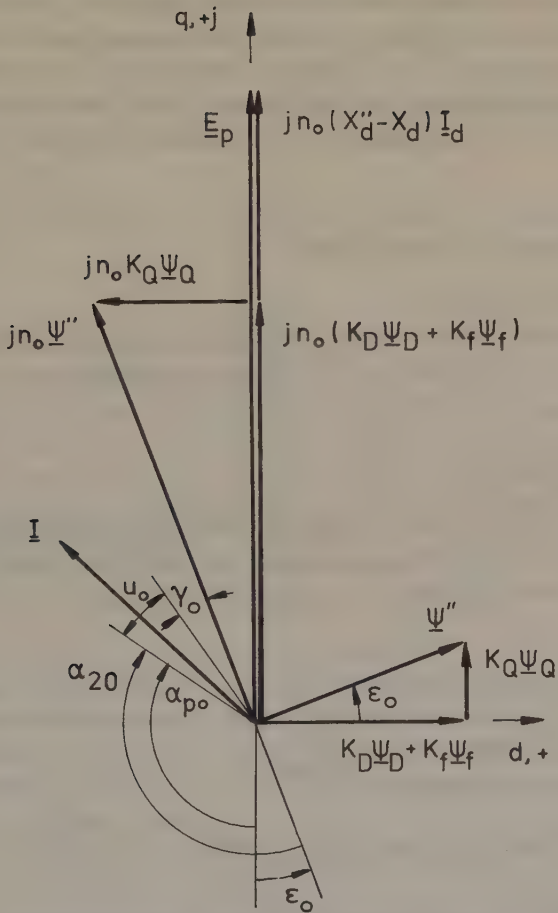


Bild 3.3 Zeigerdiagramm des Synchronmotors bei
Betrieb als Stromrichter-motor
(Grundswingungsbetrachtung)

und zwar besonders bei großem zu kommutierenden Strom weicht der Kommutierungsstrom erheblich vom zeitlinearen Verlauf ab, der der obigen Näherung zugrunde liegt. Die Auswirkungen des sinusförmigen Verlaufes des Kommutierungsstromes, der bei der Herleitung der Funktionen f_d und f_q angenommen wurde, betreffen hauptsächlich die Richtung des Raumzeigers der Ständerstromgrundschwingung, während seine Länge nur eine unwesentliche Änderung gegenüber der einfacheren Näherung aufweist.

3.1.3 Berechnung weiterer Größen

Zwischenkreisspannung:

Die motorseitige Zwischenkreisspannung u_{z2} setzt sich in der betrachteten Pulsperiode aus den Strangspannungen u_a und u_c zusammen:

$$u_{z2} = -u_a + u_c.$$

Ähnlich wie bei der Betrachtung der Ständerstromkomponenten ist auch bei der Gleichspannungsbildung zwischen Kommutierungsdauer und Alleinzeit zu unterscheiden.

Kommutierung:

Aus der Kurzschlußbedingung $u_b = u_c$ und der weiteren Bedingung, daß das Nullsystem durch Schaltungszwang stromlos und damit auch spannungslos ist ($u_a + u_b + u_c = 0$), folgt für die Zwischenkreisspannung:

$$u_{z2K} = -\frac{3}{2} u_a = \frac{3}{2} u_d \cos\vartheta + \frac{3}{2} u_q \sin\vartheta. \quad (3.28)$$

Ersetzt man nun die Spannungen u_d und u_q mit Hilfe der Gleichungen 3.9 und 3.10 durch die Läuferflußverkettungen, die Drehzahl und den Zwischenkreisstrom, so ergibt sich:

$$u_{z2K} = \frac{3}{2} n_o K_Q \Psi_Q \cos\vartheta + \frac{3}{2} n_o (K_f \Psi_f + K_D \Psi_D) \sin\vartheta + \frac{3}{2} R I_z. \quad (3.29)$$

Diese Gleichung gilt für $\vartheta_z \leq \vartheta \leq \vartheta_z + u_o$.

Alleinzeit:

Für die Alleinzeit lautet die Zwischenkreisspannung, ausgedrückt durch u_d und u_q :

$$u_{z2A} = \sqrt{3} u_d \sin(\vartheta - \frac{\pi}{3}) - \sqrt{3} u_q \cos(\vartheta - \frac{\pi}{3}) . \quad (3.30)$$

Durch Umformung dieser Gleichung mit Hilfe der Gleichungen (2.8), (2.9), (2.22) und (2.23) erhält man:

$$u_{z2A} = \sqrt{3} n_o K_Q \Psi_Q \sin(\vartheta + \frac{\pi}{3}) - \sqrt{3} n_o (K_f \Psi_f + K_D \Psi_D) \cos(\vartheta + \frac{\pi}{3}) + 2 R I_z . \quad (3.31)$$

Diese Gleichung gilt für $\vartheta_z + u_o \leq \vartheta \leq \vartheta_z + \frac{\pi}{3}$.

Damit ist der Verlauf der motorseitigen Zwischenkreisspannung im gesamten betrachteten Intervall bekannt. Die Mittelwertbildung erfolgt nun ähnlich wie bei der Berechnung der Mittelwerte der Ständerstromkomponenten (vgl. Gleichungen (3.24) und (3.25)).

$$U_{z2} = \frac{3}{\pi} \left[\int_{\vartheta_z}^{\vartheta_z + u_o} u_{z2K}(\vartheta) d\vartheta + \int_{\vartheta_z + u_o}^{\vartheta_z + \frac{\pi}{3}} u_{z2A}(\vartheta) d\vartheta \right]$$

Das Ergebnis der Integration lautet:

$$U_{z2} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left[n_o K_Q \Psi_Q \frac{1}{2} \left(\cos \vartheta_z + \cos(\vartheta_z + u_o) \right) + n_o (K_f \Psi_f + K_D \Psi_D) \frac{1}{2} \left(\sin \vartheta_z + \sin(\vartheta_z + u_o) \right) \right] + \frac{3}{\pi} R I_z \left(\frac{2\pi}{3} - \frac{u_o}{2} \right) . \quad (3.32)$$

Der letzte Term stellt dabei den Spannungsabfall an den ohmschen Widerständen der Ständerwicklung dar. Dabei kommt

zum Ausdruck, daß während der Kommutierung der 1,5-fache Strangwiderstand wirksam ist, während in der Alleinzeit der 2-fache Strangwiderstand aufgrund der Reihenschaltung zweier Ständerstränge auftritt. Dadurch ergibt sich über die gesamte Pulsperiode gesehen ein Widerstand, der geringfügig kleiner ist als $2R$. Dieser Effekt wird jedoch bei der weiteren Behandlung vernachlässigt.

Durch die Eliminierung der Läuferflußverkettungen und des Läuferstellungswinkels ergibt sich schließlich mit der resultierenden Flußverkettung Ψ :

$$U_{z2} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} n_o \Psi'' \cos \gamma_o - \frac{3}{\pi} n_o X'' I_z + 2 R I_z . \quad (3.33)$$

Die drei auftretenden Terme entsprechen der gesteuerten Gleichspannung sowie der induktiven und der ohmschen Spannungsänderung bei Stromrichtern mit natürlicher Kommutierung. Die Vorzeichen ergeben sich abweichend von der dort üblichen Weise, da hier die Zählpfeile für u_{z2} und i_z an den Gleichspannungsklemmen des Wechselrichters gemäß dem Verbraucherzählpfeilsystem gerichtet sind (Bild 2.1). Unter Verwendung des Steuerwinkels α_{20} anstelle des Löschwinkels γ_o ergibt sich eine Form der Gleichung (3.33), die diese Analogie besonders deutlich macht.

$$U_{z2} = - \frac{3\sqrt{3}}{\pi} n_o \Psi'' \cos \alpha_{20} + \frac{3}{\pi} n_o X'' I_z + 2 R I_z . \quad (3.34)$$

Aussteuerung des Gleichrichters:

Unter der bereits getroffenen Voraussetzung, daß der Zwischenkreisstrom ideal geglättet ist, ergibt sich die netzseitige Zwischenkreisspannung unmittelbar aus U_{z2} :

$$U_{z1} = U_{z2} + R_z I_z .$$

Der zu dieser Spannung gehörende Steuerwinkel α_{10} des Gleichrichters ergibt sich gemäß Gleichung (2.31):

$$\cos \alpha_{10} = \frac{U_{z1} + \frac{3}{\pi} X_K I_z}{\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{E}_1} \quad (3.35)$$

Aus dem Steuerwinkel des Gleichrichters und dem Überlappungswinkel

$$u_{10} = \arccos \left(\cos \alpha_{10} - \frac{2 X_K I_z}{\sqrt{3} \hat{E}_1} \right) - \alpha_{10} \quad (3.36)$$

wird der Verschiebungsfaktor auf der Netzseite näherungsweise nach der Formel

$$\cos \phi_{10} = \cos \left(\alpha_{10} + \frac{u_{10}}{2} \right) \quad (3.37)$$

berechnet. Sie gibt den Verschiebungsfaktor mit guter Näherung für den Fall an, daß die Annahme eines zeitlinearen Verlaufs des Kommutierungsstromes gerechtfertigt ist. Dies ist bei dem Netzstromrichter (im Gegensatz zum Motorstromrichter) deshalb gegeben, weil wegen der Spannungsreserve eine extrem hohe Aussteuerung weder im Gleichrichter- noch im Wechselrichterbetrieb stationär auftritt.

Drehmoment:

Das Drehmoment läßt sich ausgehend von Gleichung (2.13) berechnen. Dabei handelt es sich bei den dort auftretenden Größen und deren Produkten zunächst um Funktionen des Läuferstellungswinkels:

$$d_M(\vartheta) = \psi_d(\vartheta) i_q(\vartheta) - \psi_q(\vartheta) i_d(\vartheta) .$$

Ersetzt man jedoch die Ständerflußverkettungen gemäß den Gleichungen (3.4) und (3.5) durch die konstant angenommenen Läuferflußverkettungen, so entfallen in der Drehmomentgleichung wegen der subtransienten Symmetrie die Produkte der winkelabhängigen Größen. Dadurch führt die Integration der verbleibenden, nur mit konstanten Koeffizienten versehenen winkelabhängigen Größen auf deren arithmetische Mittelwerte, die bereits früher berechnet wurden.

$$D_M = \frac{3}{\pi} \int_{\vartheta_z}^{\vartheta_z + \frac{\pi}{3}} d_M(\vartheta) d\vartheta ,$$

$$D_M = \frac{3}{\pi} \int_{\vartheta_z}^{\vartheta_z + \frac{\pi}{3}} \left\{ (K_f \Psi_f + K_D \Psi_D) I_q(\vartheta) - K_Q \Psi_Q I_d(\vartheta) \right\} d\vartheta ,$$

$$D_M = (K_f \Psi_f + K_D \Psi_D) I_q - K_Q \Psi_Q I_d . \quad (3.38)$$

Damit steht ein Gleichungssystem zur Verfügung, das 20 variable Größen enthält. Hierbei handelt es sich um

4 Spannungen ($\hat{E}_1, U_{z1}, U_{z2}, U_f$) ,

4 Flußverkettungen (Ψ'' , Ψ_D , Ψ_f , Ψ_Q) ,

3 Ströme (I_d , I_q , I_z) ,

7 Winkel (α_{10} , φ_{10} , α_{20} , α_{p0} , ε_0 , u_0 , γ_0) und

2 mechanische Größen (n_0 , D_M) .

Zur Berechnung der unbekannten Größen steht ein aus 15 Gleichungen bestehendes Gleichungssystem zur Verfügung (3.39). Folglich sind 5 Variable als bekannte Größen vorzugeben, um ein eindeutig lösbares Gleichungssystem für die übrigen Variablen zu erhalten.

Bei allen durchgeführten Berechnungen stationärer Betriebspunkte und Betriebskennlinien werden die Netzspannung ($\hat{E}_1$), die Drehzahl (n_0) und der Zwischenkreisstrom (I_z) als bekannt vorausgesetzt. Für die Kennlinienberechnung wurde der Zwischenkreisstrom als unabhängige Variable aufgefaßt, während die beiden anderen Größen als konstante Parameter vorgegeben wurden. Die Wahl der beiden verbleibenden Größen, die als bekannt vorauszusetzen sind, richtet sich nach der jeweils betrachteten Betriebsart. Da hauptsächlich der Betrieb des Stromrichter-motors mit konstantem, belastungsunab-

Gleichungssystem für den stationären Betrieb

(3.39)

$$I_d = f_d(I_z, \psi'', \alpha_{po}, u_o, \epsilon_o) \quad (3.39.1)$$

$$I_q = f_q(I_z, \psi'', \alpha_{po}, u_o, \epsilon_o) \quad (3.39.2)$$

$$\psi_D = X_{dh} I_d + U_f \quad (3.39.3)$$

$$\psi_f = X_{dh} I_d + (1 + \sigma_f) U_f \quad (3.39.4)$$

$$\psi_Q = X_{qh} I_q \quad (3.39.5)$$

$$\psi'' = \sqrt{(K_D \psi_D + K_f \psi_f)^2 + (K_Q \psi_Q)^2} \quad (3.39.6)$$

$$\sin \epsilon_o = \frac{K_Q \psi_Q}{\psi''} \quad (3.39.7)$$

$$\alpha_{20} = \alpha_{po} + \epsilon_o \quad (3.39.8)$$

$$u_o = \arccos \left(\cos \alpha_{20} - \frac{2 X'' I_z}{\sqrt{3} \psi''} \right) - \alpha_{20} \quad (3.39.9)$$

$$\gamma_o = \pi - \alpha_{20} - u_o \quad (3.39.10)$$

$$D_M = (K_f \psi_f + K_D \psi_D) I_q - K_Q \psi_Q I_d \quad (3.39.11)$$

$$U_{z2} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} n_o \psi'' \cos \gamma_o - \frac{3}{\pi} n_o X'' I_z + 2 R I_z \quad (3.39.12)$$

$$U_{z1} = U_{z2} + R_z I_z \quad (3.39.13)$$

$$\cos \alpha_{10} = \frac{U_{z1} + \frac{3}{\pi} X_K I_z}{\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{E}_1} \quad (3.39.14)$$

$$\cos \varphi_{10} = \cos \left[\frac{1}{2} \left(\alpha_{10} + \arccos \left(\cos \alpha_{10} - \frac{2 X_K I_z}{\sqrt{3} \hat{E}_1} \right) \right) \right] \quad (3.39.15)$$

hängigen Löschwinkel betrachtet wird, wird der Löschwinkel als weitere bekannte Größe gewählt. Hierbei werden zwei weitere Betriebsarten unterschieden: Betriebsart 1 mit konstanter Erregerspannung und Betriebsart 2 mit konstanter Flußverkettung. Dementsprechend wird im ersten Fall die Erregerspannung U_f , im zweiten Fall die Flußverkettung Ψ als bekannt angenommen. Zwei weitere betrachtete Betriebsarten sind durch den konstant gehaltenen Wellensteuerwinkel gekennzeichnet. Auch hier wird weiter der Betrieb mit konstanter Erregerspannung (Betriebsart 3) und der Betrieb mit konstanter Flußverkettung (Betriebsart 4) unterschieden. Als bekannte Größen werden hierbei der Wellensteuerwinkel α_{po} und die Erregerspannung U_f bzw. die Flußverkettung Ψ eingeführt.

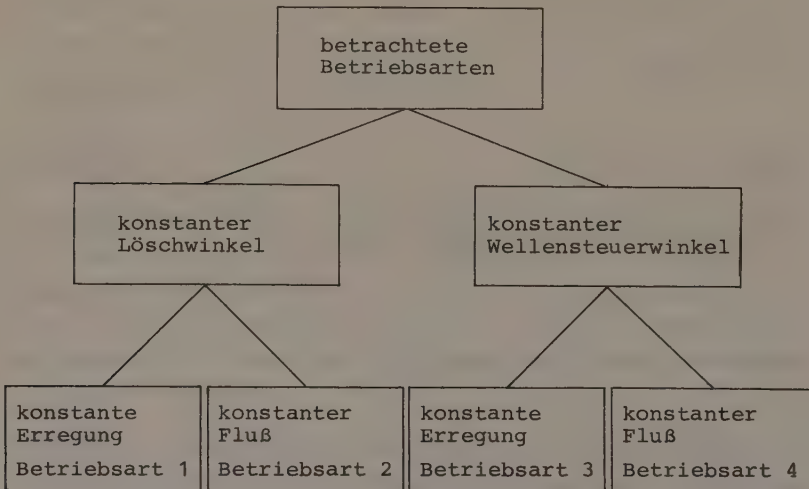


Bild 3.4 Übersicht über die betrachteten Betriebsarten

3.1.4 Berechnung stationärer Betriebspunkte und Betriebskennlinien

Bei der Lösung des nichtlinearen Gleichungssystems (3.39) braucht zunächst nur das aus den Gleichungen (3.39.1) bis (3.39.9) bestehende Teilsystem betrachtet zu werden. Für die Berechnung der Lösung dieses Teilsystems kann eines der üblichen numerischen Verfahren herangezogen werden /27/. Dabei erweist es sich als günstig, wenn ein Verfahren gewählt wird, bei dem die Berechnung der partiellen Ableitungen - im Gegensatz z.B. zur NEWTONschen Näherungsmethode - nicht erforderlich ist, da dies wegen der Kompliziertheit der Funktionen f_d und f_q aufwendig ist.

Ist die Lösung des Teilsystems mit genügender Genauigkeit ermittelt worden, so lassen sich die übrigen Unbekannten aus den Gleichungen (3.39.10) bis (3.39.15) in geschlossener Form berechnen.

Allen berechneten Kennlinien liegen die konstanten Parameter $n_o = 1$ und $\hat{E}_1 = 1.28$ (entspr. $U_{di} = 514 \text{ V}$ und $U_{AN} = 400 \text{ V}$) zugrunde.

3.2 Berechnung von Zeitverläufen

Die mit der Einprägung des Stromes im Zwischenkreis verbundene Speisung des Synchronmotors mit nicht sinusförmigen Strömen führt zu Achsenströmen und magnetischen Flüssen, die zeitlich nicht konstant sind. In der Folge ist auch das Drehmoment des Motors nicht konstant. Ergänzend zur vorausgegangenen Grundschwingungsbetrachtung werden nun die Zeitverläufe dieser Größen berechnet. Für die abschnittsweise geltenden Differentialgleichungen des Kommutierungs- und Alleinzeitintervalls werden Lösungen in geschlossener mathematischer Form ermittelt, die einander unter Beachtung von Stetigkeitsbedingungen an den Intervallgrenzen angepaßt werden. Der Zwischenkreisstrom sei ideal geglättet. Es wird zunächst die gleiche Pulsperiode betrachtet wie in Abschnitt 3.1.1.

Kommutierung:

Für diesen Abschnitt werden die Läuferflußverkettungen als konstant angenommen. Ihnen werden die Werte zugewiesen, die sich am Ende der letzten Alleinzeit ergeben haben. Für die Achsenströme i_d und i_q gelten die Gleichungen (3.11) und (3.12). Der Ständerwiderstand wird nun mitberücksichtigt, so daß in (3.9) und (3.10) die Produkte Ri_d bzw. Ri_q als zusätzliche Summanden auftreten. Durch Einsetzen in die Kurzschlußbedingung (3.8) erhält man für den Strom i_c die Differentialgleichung:

$$i_c + \frac{n_o X''}{R} \frac{di_c}{d\vartheta} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{R} n_o \left(-K_Q \psi_Q \sin\vartheta + (K_D \psi_D + K_F \psi_f) \cos\vartheta \right) + \frac{I_z}{2} .$$

Sie besitzt die Lösung:

$$i_c = C e^{-\frac{R}{n_o X''} \vartheta} + \frac{\sqrt{3} n_o \psi''}{2Z''} \sin(\vartheta + \varphi'' + \varepsilon_o)$$

$$\text{mit } Z'' = \sqrt{R^2 + (n_o X'')^2} \quad \text{und} \quad \varphi'' = \arcsin \frac{R}{Z''} .$$

Die Konstante C ergibt sich aus der Stetigkeitsbedingung für den Strom i_c zu Beginn der Kommutierung:

$$i_c(\vartheta = \vartheta_z) = 0 .$$

Damit sind die drei Ständerströme und ebenso die aus ihnen berechneten Achsenströme bekannt, so daß alle interessierenden Größen ermittelt werden können. Die Kommutierung ist beendet, wenn $i_c = I_z$ gilt. Der zugehörige Läuferstellungswinkel $\vartheta = \vartheta_z + u$ muß näherungsweise berechnet werden.

Alleinzeit:

Hier müssen die Differentialgleichungen für die Läuferflußverkettungen (2.27) bis (2.29) gelöst werden. Die Störfunktionen i_d und i_q liegen in den Gleichungen (3.22) und (3.23) vor. Die Erregerspannung sei konstant. Für die Flüsse der Längsachse gelten zwei Zeitkonstanten. Bei ihnen handelt es sich wegen der ständerseitigen Stromeinprägung um die subtransiente und transiente Leerlaufzeitkonstante /18/. Für die Dämpferflußverkettung in der Querachse ergibt sich die subtransiente Leerlaufzeitkonstante. Die bestimmten Lösungen für die Läuferflußverkettungen folgen aus der Bedingung, daß sie am Übergang von der Kommutierung zur Alleinzeit stetig verlaufen sollen. Die Lösungen gelten für $\vartheta_z + u < \vartheta < \vartheta_z + \frac{\pi}{3}$.

Der Übergang von den in den läuferfesten Koordinaten beschriebenen Ständergrößen, die mit der Pulsdauer periodisch sind, auf die entsprechenden ständerfrequenten Größen erfolgt mit Hilfe der Transformationsbeziehungen (2.1). Während für die Lösung der Differentialgleichungen jeweils nur der Bereich $\vartheta_z \leq \vartheta \leq \vartheta_z + \frac{\pi}{3}$ betrachtet werden muß, ist bei der Rücktransformation das Argument der trigonometrischen Funktionen von Pulsperiode zu Pulsperiode um jeweils $\frac{\pi}{3}$ inkremental zu erhöhen. Für die Berechnung der Zeitverläufe für einen bestimmten Betriebspunkt müssen als Eingangsgrößen der Zwischenkreisstrom I_z , der Wellensteuerwinkel α_{po} , die Drehzahl n_o und die Erregerspannung U_f bekannt sein. Sie werden jeweils mit der Grundschwingungsbetrachtung von Abschnitt 3.1 berechnet. Die dort ermittelten Läuferflußverkettungen werden als Anfangsnäherungen für die entsprechenden Momentanwerte bei $\vartheta = \vartheta_z$ verwendet. Davon ausgehend wird eine Anzahl von Pulsperioden zum Einschwingen auf die stationären Verläufe benötigt. Während dieses Einschwingens braucht jedoch nicht mit kleiner Schrittweite gerechnet zu werden, da die Lösungen in geschlossener Form vorliegen. Es genügt, während der Kommutierung die Nullstelle von $i_c - I_z$ (Kommutierungsende) und für die Alleinzeit die Läuferflußverkettungen am Ende der betrachteten Pulsperiode auszurechnen.

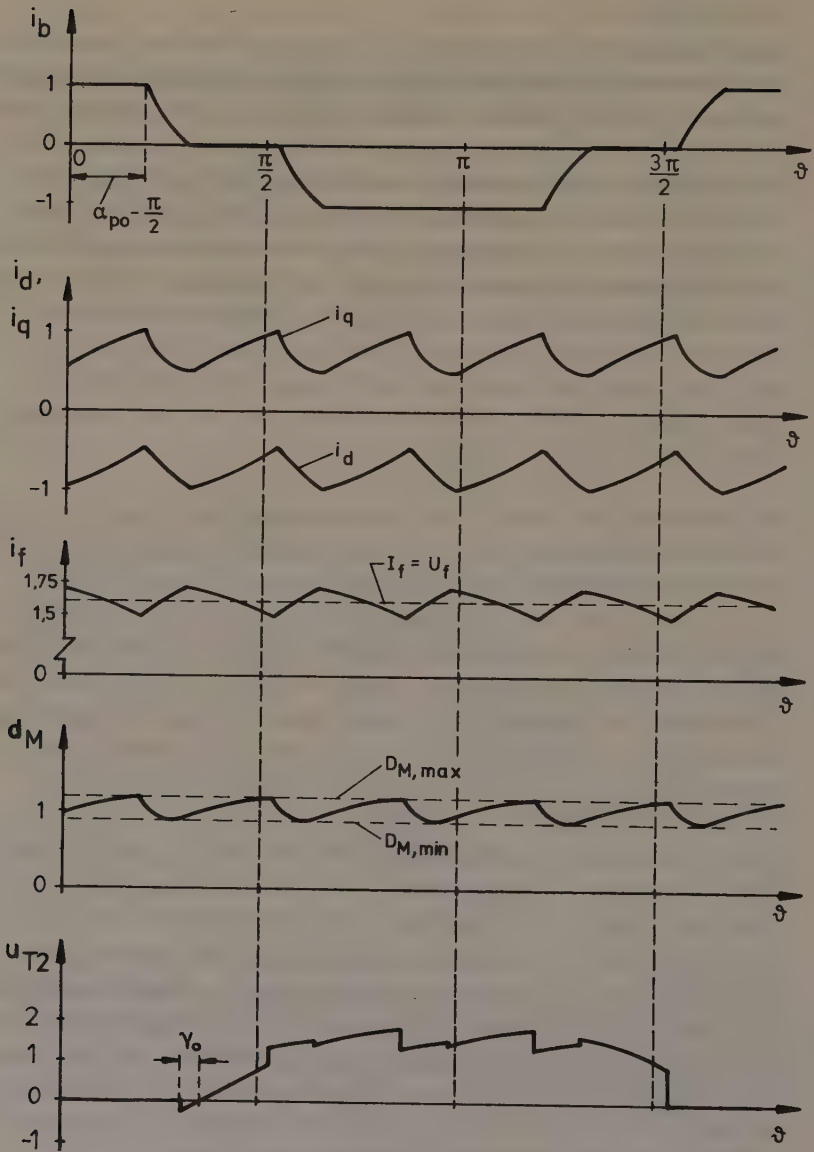


Bild 3.5 Zeitverläufe im stationären Betrieb;

Parameter: $I_z=1$, $U_f=1.58$, $\alpha_{po}=125^\circ$, $n_o=1$.

nen. Das Einschwingen kann dadurch kontrolliert werden, daß die Werte der Läuferflußverkettungen zu einander entsprechenden Zeitpunkten aus aufeinanderfolgenden Pulsperioden miteinander verglichen werden. Die Mittelwerte, die über eine Pulsperiode ermittelt werden, bieten die Möglichkeit, die Abweichungen gegenüber den Ergebnissen der Grundschwingungsbetrachtung zu ermitteln. Es ergab sich eine gute Übereinstimmung der Ergebnisse der beiden Berechnungsverfahren.

Bild 3.5 zeigt die Ergebnisse einer Berechnung von Zeitverläufen verschiedener Größen. Im Verlauf der Strangströme, von denen hier nur der Strom i_b dargestellt ist, ist deutlich die Überlagerung des sinusförmigen Kommutierungsstromes zu sehen. In den Läuferwicklungen werden durch die Pulsationen der Ständererregung Ströme induziert, die sich im Fall der Erregerwicklung dem der Erregerspannung entsprechenden Gleichstrom überlagern. Das Drehmoment durchläuft während einer Pulsperiode einen Maximal- und einen Minimalwert; diese Extremalwerte werden später bei der Beurteilung der Gleichförmigkeit des Drehmomentenverlaufs betrachtet.

3.3 Betrieb mit konstantem Löschwinkel und konstanter Erregerspannung (Betriebsart 1)

Der Löschwinkel und die Erregerspannung werden bei dieser Betriebsart belastungsunabhängig konstant gehalten. Da sich diese Forderung nach Konstanz bei der Erregerspannung unmittelbar auf eine Eingangsgröße des Systems bezieht, ist diese Forderung gerätechtechnisch sehr einfach zu erfüllen. Die Höhe der Erregerspannung wird hierbei so gewählt, daß im gesamten Lastbereich sowohl eine zu große magnetische Flußverkettung bei Entlastung (wegen etwaiger unzulässiger Sättigung) als auch eine zu geringe magnetische Flußverkettung bei Vollast (wegen ungenügender Drehmomentbildung) vermieden wird. Der Wert der Erregerspannung, der einen Kompromiß zwischen diesen beiden, gegensätzlichen Forderungen dar-

stellen muß, richtet sich hauptsächlich nach den Hauptreaktanzen des Synchronmotors als Motorkenngrößen und dem Wellensteuerwinkel oder Löschwinkel als Betriebskenngröße. Für die später berechneten Betriebskennlinien wurde eine Erregerspannung von $U_f = 1,2$ gewählt.

Um den Löschwinkel belastungsunabhängig konstant zu halten, müssen die beiden stromabhängigen Effekte Ankerrückwirkung und Überlappung berücksichtigt werden. Dies geschieht durch entsprechende Vorgabe des Wellensteuerwinkels. Die Bilder 3.6 bis 3.11 enthalten die Ergebnisse der Berechnung gemäß der Grundschwingungsbetrachtung von Abschnitt 3.1. Hierbei wurde der Zwischenkreisgleichstrom I_z als unabhängige Variable angesehen. Um auch die Abhängigkeit von dem Löschwinkel zu zeigen, wurden alle Größen für vier unterschiedliche Werte des Löschwinkels berechnet. Hierbei sind vor allem die Kurven von Bedeutung, die für kleine Löschwinkel gelten, da hierfür ein günstiges Betriebsverhalten zu erwarten ist.

Die Drehmomentenkennlinien (Bild 3.6) beginnen bei kleinen Strömen mit unterschiedlichen Steigungen, wobei für den kleinsten Löschwinkel die größte Steigung auftritt. Die Anfangssteigungen lassen sich aus Gleichung (3.38) berechnen:

Für $I_z \rightarrow 0$ ergibt sich wegen des fehlenden Ankerrückwirkungsfeldes $\alpha_{20} \rightarrow \alpha_{p0}$. Außerdem strebt der Überlappungswinkel u_0 gegen 0. Damit erhält man für die Ständerstromkomponenten:

$$\left. \begin{aligned} I_d &= -\frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_z \sin\gamma_0 \\ I_q &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_z \cos\gamma_0 \end{aligned} \right\} \text{ für } I_z \rightarrow 0.$$

Damit ergibt sich das Drehmoment:

$$D_M = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_f I_z \cos\gamma_0 - \left[(K_f + K_D) X_{dh} - K_Q X_{qh} \right] \left(\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \right)^2 I_z^2 \sin\gamma_0 \cos\gamma_0.$$

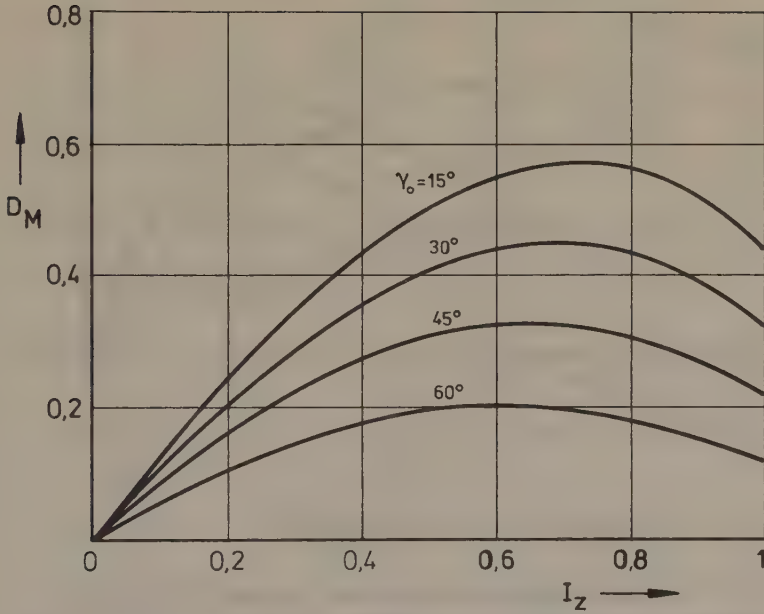


Bild 3.6 Drehmoment

Wegen der quadratischen Abhängigkeit von I_z entfällt der zweite Term nach der Differentiation beim Grenzübergang, so daß sich für die Anfangssteigung ergibt:

$$\left. \frac{dD_M}{dI_z} \right|_{I_z \rightarrow 0} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_f \cos \gamma_o \quad (3.41)$$

Im weiteren Verlauf der Drehmomentenkennlinien treten Drehmomentmaxima auf. Der erreichte Maximalwert und der Zwischenkreisstrom, bei dem er auftritt, sind umso größer, je kleiner der Löschwinkel ist. Jedoch bleibt das maximale Drehmoment weit unter dem Nenn- bzw. Bezugswert.

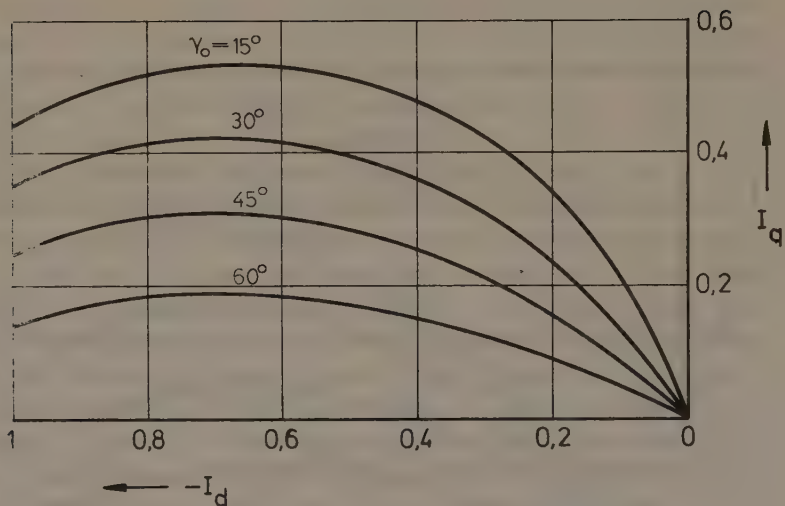


Bild 3.7 Komponenten des Ständerstromes

Wie die Drehmomentenmaxima zustande kommen, wird aus den Verläufen für einige andere Größen deutlich. Besonders der Wellensteuerwinkel und die Ständerstromkomponenten sollen hier näher betrachtet werden. Der Wellensteuerwinkel muß mit zunehmender Belastung verkleinert werden, damit der gewünschte Löschwinkel eingehalten wird. Da der Wellensteuerwinkel primär die Bildung der d- und q-Komponente des Ständerstromes beeinflusst, schlagen sich Änderungen des Wellensteuerwinkels in der Richtung des Ständerstromzeigers nieder. Bei der hier betrachteten Betriebsweise mit konstanter Erregerspannung (bzw. mit konstantem Erregerstrom) ist das entwickelte Drehmoment der q-Komponente des Ständerstromes proportional. Aus den Komponenten des Ständerstromes (Bild 3.7) ist zu entnehmen, daß die drehmomentbildende q-Komponente im betrachteten Bereich des Zwischenkreisstromes ebenso wie das Drehmoment ein Maximum durchläuft.

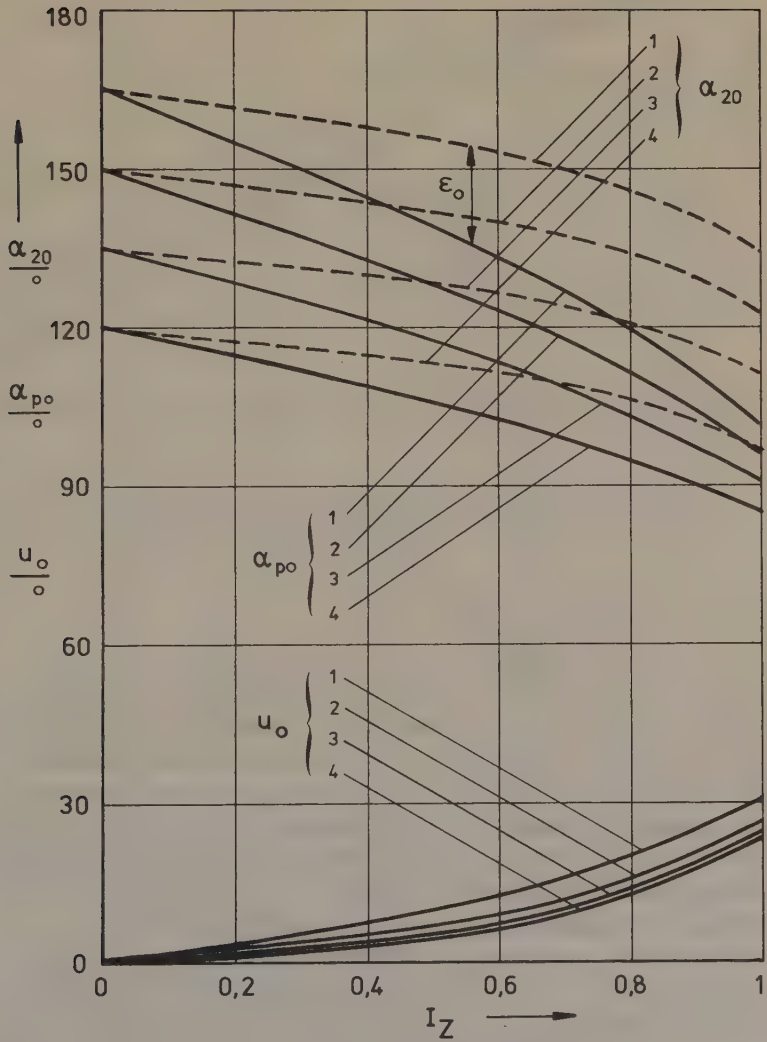


Bild 3.8 Wellensteuerwinkel, Steuerwinkel und Überlappungswinkel

Kurve: Parameter:

- | | |
|---|-----------------------|
| 1 | $\gamma_0 = 15^\circ$ |
| 2 | 30° |
| 3 | 45° |
| 4 | 60° |

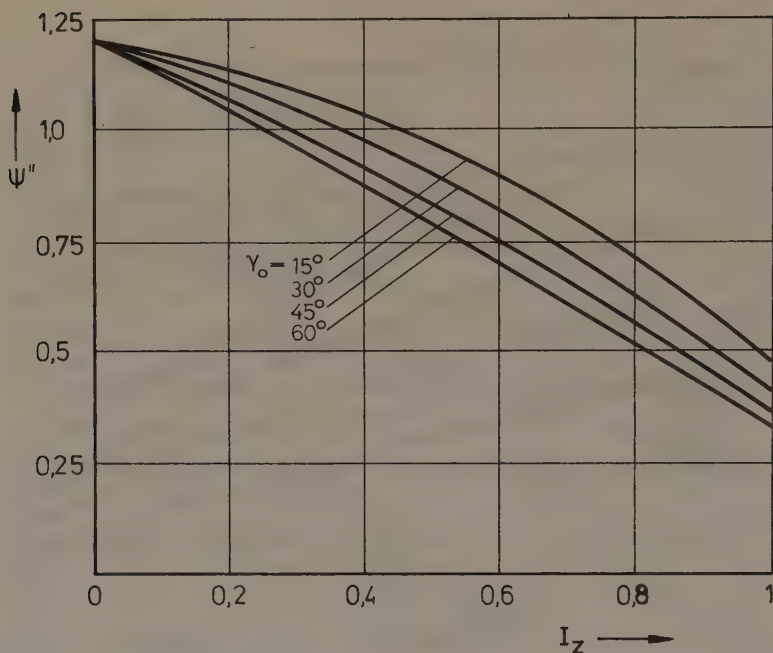


Bild 3.9 Flußverkettung

Der Wellensteuerwinkel ist aus zwei Gründen belastungsabhängig. Der eine Grund liegt in der Ankerrückwirkung. Durch sie werden die Amplitude und die Phasenlage der Kommutierungsspannungen beeinflusst. Die feldschwächende Komponente der Ankerrückwirkung ist um so größer, je größer der Löschwinkel ist (Bild 3.9), während die phasendrehende Wirkung (ausgedrückt durch den Feldwinkel ϵ_o) um so größer ist, je kleiner der Löschwinkel ist. Der Feldwinkel ϵ_o' ist in Bild 3.8 als Differenz zwischen dem spannungsorientierten Steuerwinkel α_{20} und dem polradlageorientierten Steuerwinkel α_{p0} enthalten. Als zweites nimmt die Kommutierung Einfluß auf den erforderlichen Wellensteuerwinkel. Ihre Dauer hängt zum einen von der Höhe des zu kommutierenden Stromes ab, zum anderen von der Kommutierungsspannung und daher wiederum von der Ankerrückwirkung. Aus beidem folgt der mit zunehmendem Strom immer steiler werdende Verlauf des Überlappungswinkels in Bild 3.8.

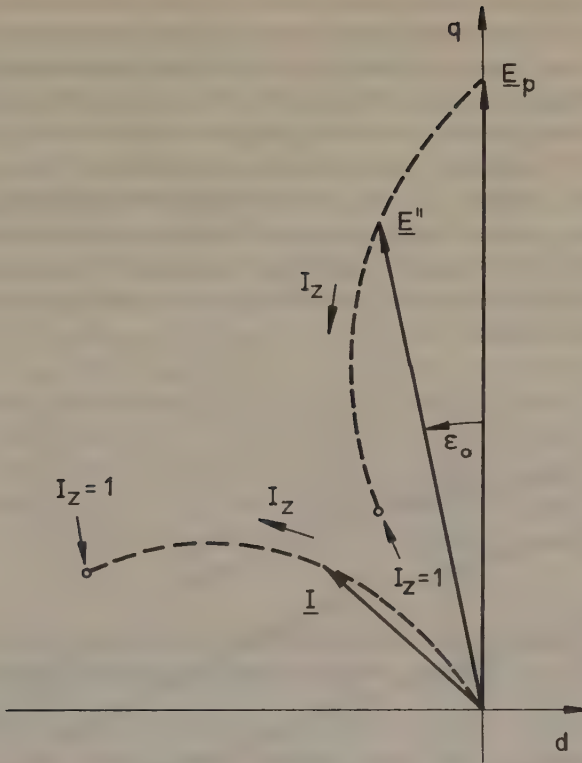


Bild 3.10 Zeigerdiagramm und Ortskurve für den Ständerstrom $\underline{I}$ und die innere Spannung $\underline{E}''$ (Löschwinkel $\gamma_o = 30^\circ$)

Für einen Löschwinkel von $\gamma = 30^\circ$ sind im Zeigerdiagramm (Bild 3.10) der Ständerstrom $\underline{I}$, die innere Spannung $\underline{E}''$ und die Polradspannung $\underline{E}_p$ dargestellt. Aus den Ortskurven, die sich für den Bereich $0 \leq I_z \leq 1$ ergeben, wird deutlich, daß der Winkel zwischen den Zeigern $\underline{I}$ und $\underline{E}''$ weitgehend konstant bleibt, während der Betrag von $\underline{E}''$ bei wachsendem Strom kleiner wird. Da die Zwischenkreisspannung ungefähr der Projektion von $\underline{E}''$ auf eine Achse in der Richtung des

Zeigers $\underline{I}$ proportional ist, sinkt sie mit wachsender Belastung. Als Folge für den Gleichrichter erhöht sich dessen Steuerwinkel, so daß die aus dem Netz aufgenommene Steuerblindleistung steigt. Damit fällt der Verschiebungsfaktor des Antriebs gegenüber dem Netz. Die Kennlinien (Bild 3.11) zeigen dies deutlich. Die höchsten Werte werden dabei jeweils für die kleinsten Löschwinkel erreicht. Außer den im Bild unmittelbar zum Ausdruck kommenden Einflußgrößen (Löschwinkel und Zwischenkreisstrom) geht in den Leistungsfaktor die Drehzahl und die Spannungsreserve des Gleichrichters ein.

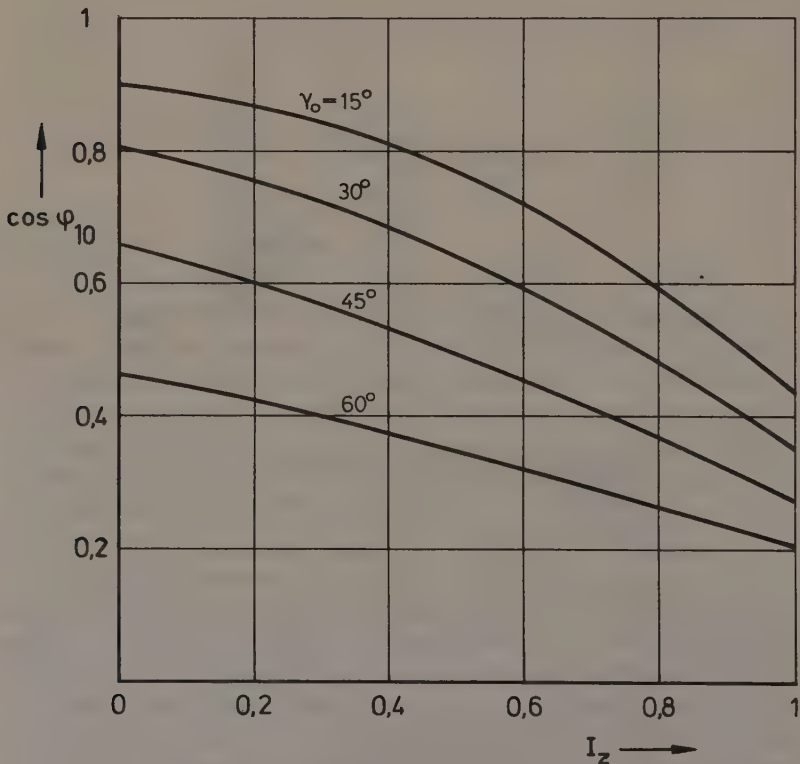


Bild 3.11 Verschiebungsfaktor

Die Betrachtung der für diese Betriebsart ermittelten Kennlinien zeigt, daß der Betrieb des Wechselrichters mit möglichst geringem Löschwinkel anzustreben ist, da damit das Maximum des Drehmomentes und des Netzverschiebungsfaktors zu erzielen ist. Ein gravierender Nachteil besteht darin, daß die Höhe und die Phasenlage der inneren Spannung $\underline{E}$ in starkem Maße von der Höhe des Zwischenkreisstromes abhängt. Da hierfür die Ankerrückwirkung und die Kommutierungsdauer maßgebend sind, ist diese Betriebsart um so besser geeignet, je kleiner die Hauptreaktanzen und die Kommutierungsreaktanzen (Streureaktanzen) sind. Damit kann erreicht werden, daß sich das Drehmomentmaximum (Bild 3.2) zu einem so hohen Strom hin verschiebt, der betriebsmäßig nicht auftritt. In allen Fällen jedoch ist die Drehmomentenkonstante vom Betriebspunkt abhängig, so daß die Dimensionierung des Drehzahlreglers nur für einen Betriebspunkt optimal möglich ist.

3.4 Betrieb mit konstantem Löschwinkel und konstanter Flußverkettung (Betriebsart 2)

Um eine konstante Flußverkettung zu erreichen, wird hier die Erregerspannung so vorgegeben, daß sich aus der Überlagerung von Erreger- und Ständerfeld resultierend die Flußverkettung Ψ ergibt. Für die berechneten Kennlinien ist $\Psi = 1$. Gegenüber der Betriebsart 1 ergeben sich deutlich Unterschiede.

Zwischen dem Drehmoment und dem Zwischenkreisstrom besteht nun ein nahezu linearer Zusammenhang (Bild 3.12). Für die Anfangssteigung der Kennlinien ist die Gleichung (3.41) gültig, wobei zu beachten ist, daß wegen $\Psi = 1$ für $I_z \rightarrow 0$ auch $U_f \rightarrow 1$ gilt. Die geringfügige Abflachung der Drehmomentenkennlinien im weiteren Verlauf ist eine Folge des wachsenden Überlappungswinkels. Durch den zeitweilig vorhandenen zweisträngigen Kurzschluß der Ständerwicklung nimmt die Ständerdurchflutung nicht stromproportional zu.

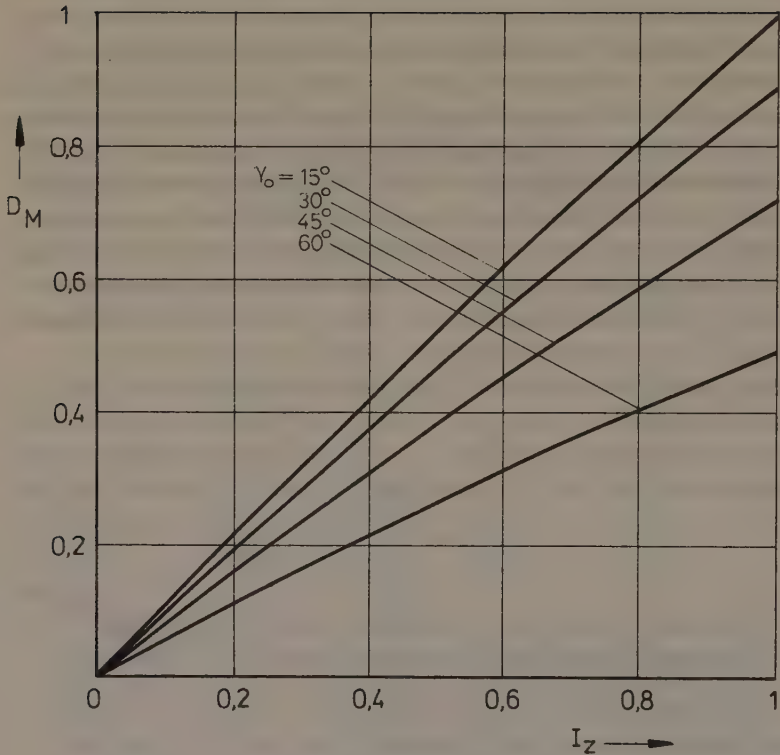


Bild 3.12 Drehmoment

Weder die Drehmomentenkennlinien noch die q -Komponente des Ständerstromes weisen die von der Betriebsart 1 her bekannten Maxima auf. Der Austrittswinkel der Kurven $I_q(I_d)$ im Bild 3.13 - gemessen gegenüber der q -Achse - beträgt γ_0 . Mit zunehmendem Zwischenkreisstrom verlaufen die einzelnen Kurven immer flacher und streben für $I_z \rightarrow \infty$ einem horizontalen Verlauf zu. Dieser asymptotische Endwert von I_q ist umso größer je kleiner der Löschwinkel γ_0 ist. Mit der folgenden Näherungsbetrachtung wird gezeigt, daß nicht nur für die hier verwendeten Daten des

Synchronmotors und für den hier betrachteten Bereich des Ständerstromes, sondern daß allgemein die q-Komponente des Ständerstromes mit dem Zwischenkreisstrom monoton wächst.

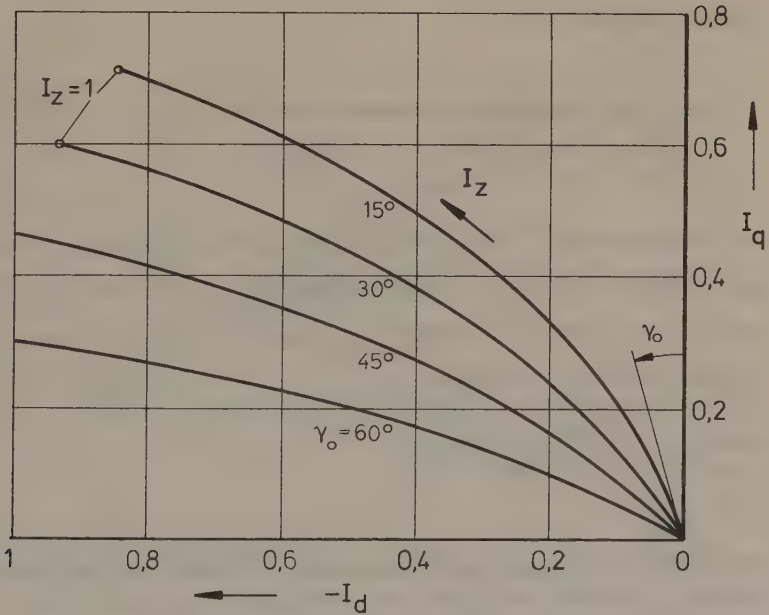


Bild 3.13 Komponenten des Ständerstromes

Näherungsbetrachtung:

Bei Vernachlässigung von Kommutierungseffekten ($u_o = 0$) ergibt sich für die gesuchte q-Komponente der einfache Ausdruck

$$I_q = - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_z \cos \alpha_{po} .$$

Mit den Gleichungen

$$\psi_Q = X_{qh} I_q ,$$

$$\sin \epsilon_0 = \frac{K_Q \Psi_Q}{\Psi} \quad \text{und} \quad \alpha_{p0} = \pi - \gamma_0 - \epsilon_0$$

steht damit ein Gleichungssystem zur Berechnung der vier Unbekannten α_{p0} , ϵ_0 , Ψ_Q und I_q zur Verfügung.

Daraus ergibt sich:

$$I_q = \frac{\frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_z}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{I_z}{\Psi} \frac{K_Q X_{qh}}{\cos \gamma_0} + \tan \gamma_0 \right)^2}} \quad (3.42)$$

Die Betrachtung des Differentialquotienten $\frac{dI_q}{dI_z}$ zeigt, daß im gesamten motorischen Betriebsbereich des Stromrichter-motors bei dieser Betriebsart $\frac{dI_q}{dI_z} > 0$ gilt. Der asymptotische Grenzwert beträgt:

$$\lim_{I_z \rightarrow \infty} \{I_q(I_z)\} = \frac{\Psi}{K_Q X_{qh}} \cos \gamma_0.$$

Bei Berücksichtigung des Überlappungswinkels ist der Achsenstrom I_q kleiner als nach der Näherungsformel 3.42. Der Überlappungswinkel stellt darüberhinaus eine Begrenzung des maximal zulässigen Ständerstromes dar, da ein ordnungsgemäßer Betrieb des Wechselrichters nur bis zu einem Überlappungswinkel von $\frac{\pi}{3}$ möglich ist. Während diese Einschränkung den Momentanwert des Zwischenkreisstromes betrifft, beschränken die zulässigen Stromwärmeverluste die Kurzzeit- und Dauerbelastbarkeit. Dies gilt sowohl für die Ständerwicklung als auch für die Erregerwicklung. Der Erregerstrom bzw. die Erregerspannung steigen mit wachsendem Zwischenkreisstrom, wodurch die feldschwächende Wirkung des Ständerstromes kompensiert wird. Dazu ist ein Erregerstrom erforderlich, der um so größer ist je größer betragsmäßig die d-Komponente des Ständerstromes ist.

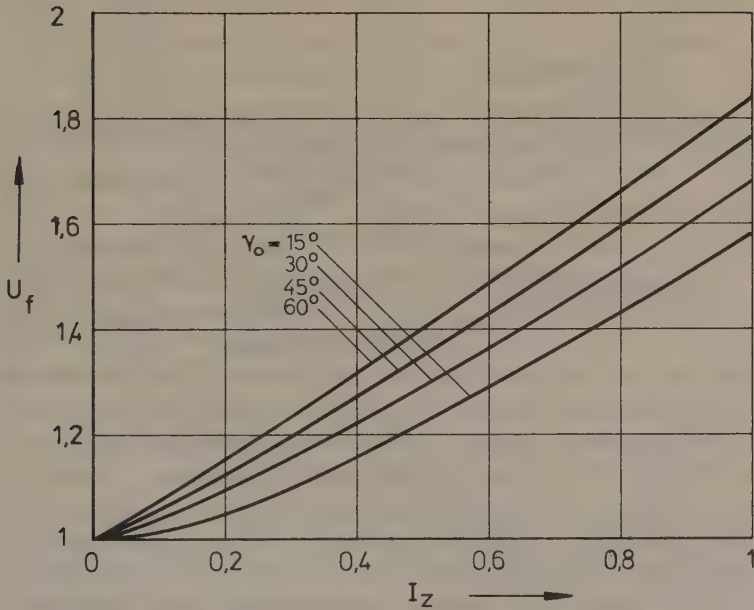


Bild 3.14 Erregerspannung

Dadurch ergibt sich ein mit dem Löschwinkel steigender Erregerstrombedarf (Bild 3.14). Dies bedeutet, daß die Forderung nach möglichst geringem Erregerstrom bei konstanter Flußverkettung die Forderung nach dem Betrieb mit möglichst kleinem Löschwinkel enthält. Für den dynamischen Betrieb entsteht die Folgerung, daß für einen schnellen Drehmomentenaufbau nicht allein ein schneller Anstieg des Zwischenkreisstromes sondern auch des Erregerstromes vorausgesetzt werden muß. Wegen der im allgemeinen großen Induktivität des Erregerkreises ist dazu eine große Spannungsreserve nötig.

Die Kompensation der Ankerrückwirkung durch den Erregerstrom bezieht sich nur auf den Betrag der Flußverkettung Ψ .

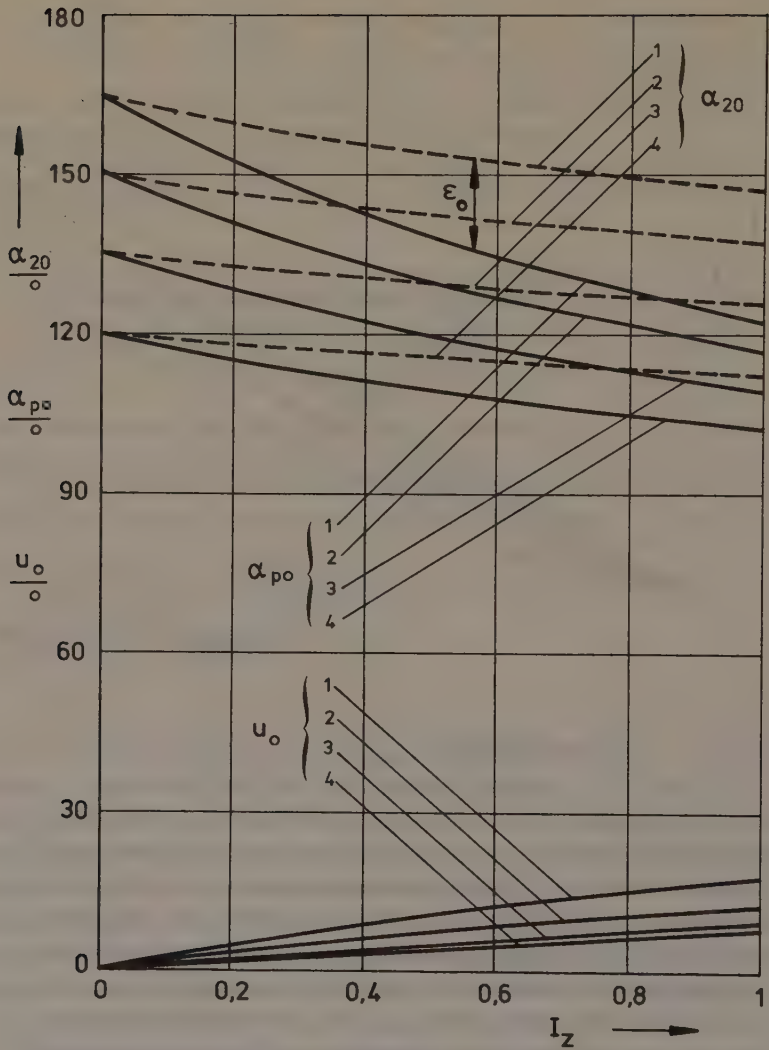


Bild 3.15 Wellensteuerwinkel, Steuerwinkel und Überlappungswinkel

Kurve	Parameter
1	$\gamma_0 = 15^\circ$
2	30°
3	45°
4	60°

Da nur eine Erregerwicklung in der d-Achse zur Verfügung steht, bildet sich in der q-Achse das Ankerrückwirkungsfeld aus und bewirkt, daß der Raumzeiger $\underline{\psi}$ auch hier (wie bei der Betriebsart 1) mit der d-Achse den Feldwinkel ε_0 einschließt. Aus diesem Grund sind auch hier der (polradlageorientierte) Wellensteuerwinkel und der (spannungsorientierte) Steuerwinkel einander nicht gleich. Über den gesamten betrachteten Bereich des Zwischenkreisstromes gesehen treten für diese beiden Winkel jedoch geringere Änderungen auf als bei der Betriebsart 1. Dies ist eine Folge sowohl des kleineren Feldwinkels als auch des kleineren Überlappungswinkels.

Wegen der betragsmäßig konstanten Flußverkettung ergibt sich eine konstante Amplitude der inneren Spannung $\underline{E}$. Ihre Ortskurve ist ein Kreisbogen mit dem Öffnungswinkel ε_0 , der zu dem betrachteten Maximalwert des Zwischenkreisstromes gehört. Der Verschiebungsfaktor ist nur noch in geringem Maße von der Belastung abhängig. Wird außer den bei dieser Betriebsart definitionsgemäß konstanten Größen Löschwinkel und Flußverkettung auch die Drehzahl als konstant angenommen, so ist der Verschiebungsfaktor nur von den induktiven Spannungsänderungen des Gleichrichters und des Wechselrichters sowie den ohmschen Spannungsabfällen abhängig. Diese einzelnen Spannungsanteile wirken sich unterschiedlich auf die Zwischenkreisspannung und damit auf den Steuerwinkel des Gleichrichters und auf den Verschiebungsfaktor aus. Bezogen auf einen durch die Flußverkettung $\underline{\psi}$, den Löschwinkel γ_0 , die Drehzahl n_0 und den Zwischenkreisstrom I_z festgelegten Betriebspunkt verringert die induktive Gleichspannungsänderung des Wechselrichters gemäß (3.33) die Zwischenkreisspannung und damit den Verschiebungsfaktor; alle anderen Spannungsanteile erhöhen demgegenüber diese beiden Größen. Ausgehend von dem für $I_z = 0$ geltenden Verschiebungsfaktor können sich daher ansteigende oder abfallende Kennlinien ergeben. Jedoch ist die Stromabhängigkeit des Verschiebungsfaktors weit geringer als bei der Betriebsart 1.

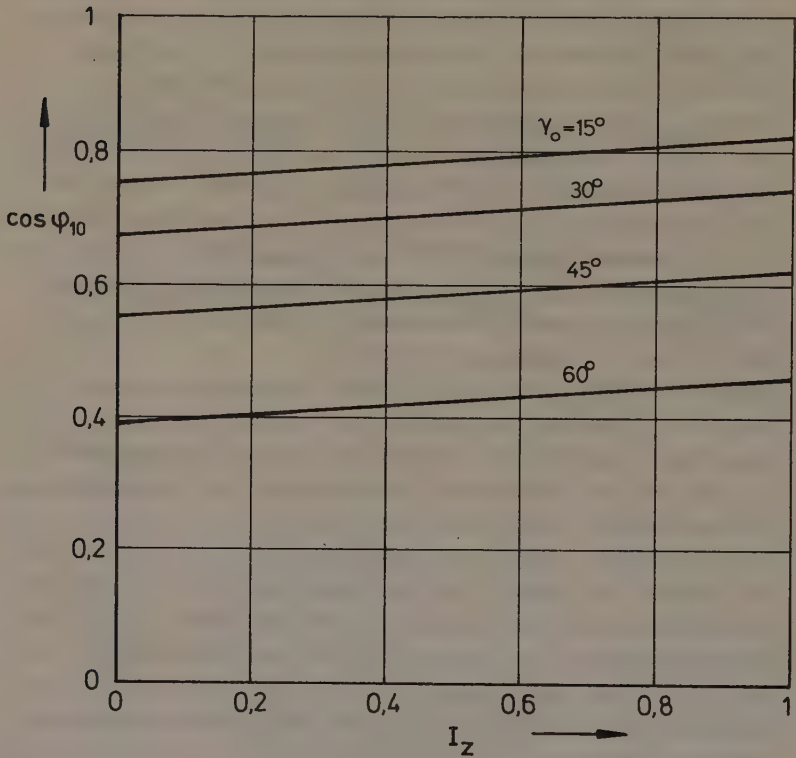


Bild 3.16 Verschiebungsfaktor

3.5 Vergleich mit anderen Betriebsarten

Bei der Betrachtung der beiden Betriebsarten, bei denen der Löschwinkel konstant gehalten wurde, zeigte es sich, daß sich erst in der Kombination mit dem Konstantflußbetrieb günstige Eigenschaften ergaben. Diese bestanden in der guten Ausnutzung des Synchronmotors und in dem annähernd proportionalen Zusammenhang zwischen Drehmoment und Zwischenkreisstrom. Um beurteilen zu können, in wel-

chem Maße der Konstantflußbetrieb alleine bereits das Betriebsverhalten verbessert, werden zwei weitere Betriebsarten untersucht. Sie stellen aufwandsärmere Varianten dar, die ebenfalls durch diejenigen Größen charakterisiert sind, die belastungsunabhängig konstant gehalten werden. Bei der Betriebsart 3 sind dies die Erregerspannung und der Wellensteuerwinkel, bei der Betriebsart 4 der magnetische Fluß und der Wellensteuerwinkel. Hinsichtlich der Führung des magnetischen Flusses und der Speisung der Erregerwicklung sind also die Betriebsart 1 und 3 sowie 2 und 4 einander vergleichbar. An die Stelle des bei den Betriebsarten 1 und 2 konstant gehaltenen Löschwinkels tritt bei den Betriebsarten 3 und 4 der konstante Wellensteuerwinkel (Bild 3.4). Um die Vergleichbarkeit der Kennlinien für die unterschiedlichen Betriebsarten zu ermöglichen, muß ein allen Betriebsarten gemeinsamer Bezugspunkt festgelegt werden. Aus ihm ergeben sich dann die für die einzelnen Betriebsarten konstanten Parameter. Als Bezugspunkt für den Vergleich der Betriebsarten 2, 3 und 4 wird der Betriebspunkt gewählt, der sich für den maximalen betrachteten Zwischenkreisstrom $I_z = 1$, für den magnetischen Fluß $\Psi'' = 1$ und einen bestimmten Löschwinkel γ_o ergibt. Für den Löschwinkel werden die Werte $\gamma_o = 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ$ und 60° betrachtet. Diese Betriebspunkte wurden bereits bei der Betrachtung der Betriebsart 2 berechnet. Aus ihnen ergeben sich die für die Ermittlung der Kennlinien für die Betriebsarten 3 und 4 erforderlichen Werte für die Erregerspannung und den Wellensteuerwinkel.

Betriebsart 2		Betriebsart 3		Betriebsart 4	
γ_o	Ψ''	α_{po}	U_f	α_{po}	Ψ''
15°	1	$122,4^\circ$	1,58	$122,4^\circ$	1
30°	1	$117,0^\circ$	1,68	$117,0^\circ$	1
45°	1	$110,4^\circ$	1,77	$110,4^\circ$	1
60°	1	$102,6^\circ$	1,83	$102,6^\circ$	1

Tabelle der Eingangsgrößen

Mit den angegebenen Zahlenwerten werden die Rechnungen für $n_o = 1$ im Bereich von $I_z = 0$ bis $I_z = 1$ durchgeführt.

In den Bildern 3.17 und 3.18 werden zunächst nur Kennlinien für die Betriebsarten 3 und 4 gemeinsam dargestellt. Die Kennlinien für diese beiden Betriebsarten unterscheiden sich nicht maßgeblich voneinander.

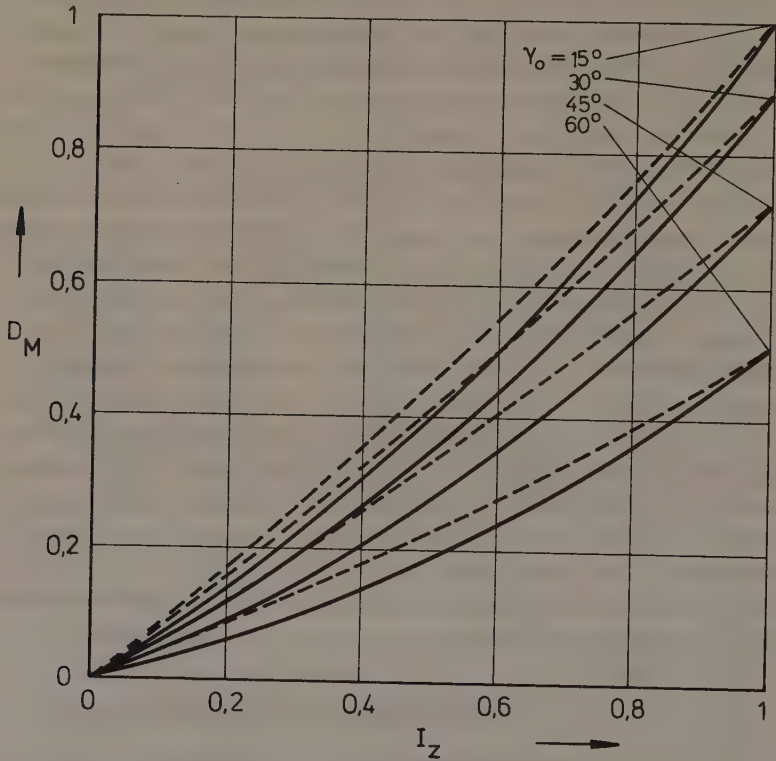


Bild 3.17 Drehmomentenkennlinie für Betriebsart 3 (gestrichelt) und für Betriebsart 4

Die Drehmomentenkennlinien verlaufen in einer für den Betrieb mit konstantem Wellensteuerwinkel typischen Weise (Bild 3.17). Ihre Steigung nimmt mit wachsender Belastung

zu. Die Ursache dafür ist der Überlappungswinkel, der mit dem zu kommutierenden Strom wächst und durch den der Raumzeiger des Ständerstromes auf die q-Achse zu gedreht wird. Dadurch erhöht sich die drehmomentbildende Komponente des Ständerstromes. Für die Betriebsart 3 treten die höheren Drehmomente auf, da hier die Erregerspannung auf dem Wert konstant gehalten wird, der bei der Betriebsart 4 als Höchstwert bei $I_z = 1$ vorgegeben wird. Die Folge davon ist bei Teillast eine Flußerhöhung, da hier die Ankerrückwirkung nur vermindert vorhanden ist. Für den Leerlauf ($I_z = 0$) ergeben sich Flußverkettungen in der Höhe der Erregerspannungen. Sie sind um so größer je größer die Hauptreaktanzen sind. Bei normal dimensionierten Synchronmotoren würde die Flußanhebung in diesem Maße nicht auftreten, da die Sättigung üblicherweise oberhalb des Nennflusses schon sehr deutlich in Erscheinung tritt. Eine Ausnahme bilden hier die Synchrongeneratoren von Gasturbo-sätzen, die als Stromrichter motoren nur mit vermindertem Fluß angefahren werden, damit ein Umrichter mit entsprechend geringer Spannung verwendet werden kann.

Bei beiden Betriebsarten nimmt bei Teillast der Löschwinkel Werte an, die unter dem Gesichtspunkt des Wechselrichterkippens unnötig groß sind (Bild 3.18). Zueinander gehörige Kurven beginnen jeweils im gleichen Punkt für $I_z = 0$, da hier wegen der fehlenden Ankerrückwirkung und des verschwindenden Überlappungswinkels der Löschwinkel unmittelbar aus dem Wellensteuerwinkel hervorgeht ($\alpha_{po} + \gamma_o = \pi$). Die Kennlinien enden auch jeweils in demselben Punkt für $I_z = 1$ gemäß der Definition des Vergleichspunktes. Daß die Löschwinkel bei der Betriebsart 3 größer als bei der Betriebsart 4 sind, folgt daraus, daß wegen der Flußerhöhung eine höhere Kommutierungsspannung auftritt und deshalb der Überlappungswinkel kleiner ist als bei der Betriebsart 4. Trotz dieser bei der Betriebsart 4 höheren Wechselrichteraussteuerung ergibt sich für die Zwischenkreisspannung ein geringerer Wert als bei der Betriebsart 3. Hier wird trotz der geringeren Wechselrich-

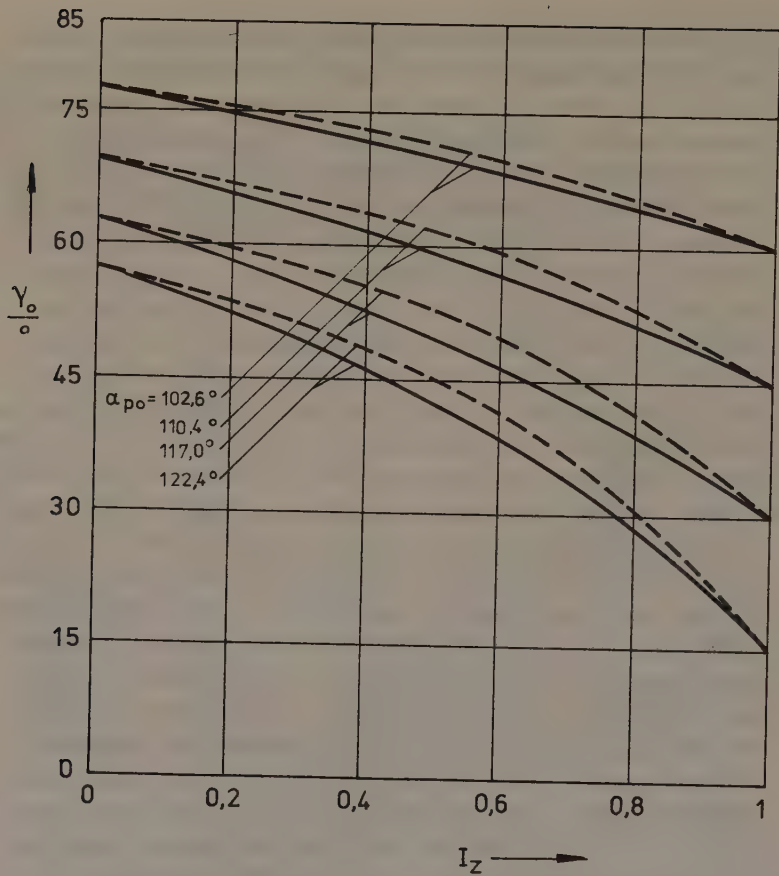


Bild 3.18 Löschwinkel für Betriebsart 3 (gestrichelt) und für Betriebsart 4

teraussteuerung (γ_0 größer) wegen des höheren magnetischen Flusses und der damit verbundenen höheren Klemmenspannung des Synchronmotors eine höhere Zwischenkreisspannung gebildet. Daraus resultiert für die Betriebsart 3 ein insgesamt größerer Verschiebungsfaktor.

Der Vergleich der Betriebsart 2 mit den Betriebsarten 3 und 4 soll sich auf die folgenden drei Kriterien beziehen: Verschiebungsfaktor, Erregungsbedarf und Drehmomentenwelligkeit.

Verschiebungsfaktor:

In diesem Punkt soll der Vergleich vorwiegend mit der Betriebsart 3 erfolgen, da diese hier günstiger ist als die Betriebsart 4. Während die Neigung der Kennlinien für die Betriebsart 2 (Bild 3.19) hauptsächlich von der induktiven

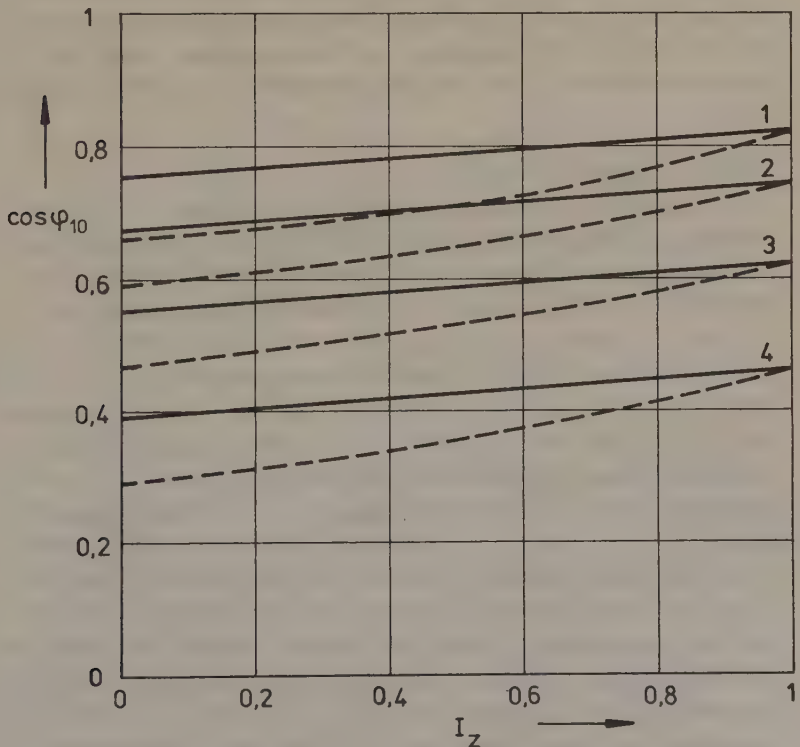


Bild 3.19 Vergleich der Verschiebungsfaktoren für Betriebsart 2 und Betriebsart 3 (gestrichelt)

Kurve	Parameter
1	$\gamma_0 = 15^\circ$
2	30°
3	45°
4	60°

Gleichspannungsänderung stammt, ist der Verlauf für die Betriebsart 3 außerdem durch die Ankerrückwirkung bestimmt. Sie hat zwei Wirkungen, die einander im Einfluß auf die Zwischenkreisspannung und damit auf den Verschiebungsfaktor entgegengesetzt sind. Im vorliegenden Fall überwiegt die Löschwinkelvergrößerung gegenüber der Flußerhöhung, so daß die auftretenden Werte des Verschiebungsfaktors geringer sind als bei der Betriebsart 2. Während im gesamten durch den Zwischenkreisstrom I_z bestimmten Lastbereich die Betriebsart 2 den höchsten und die Betriebsart 4 den niedrigsten Leistungsfaktor aufweisen, hängen seine absoluten Werte jedoch zudem wesentlich vom Verhältnis der Netzspannung zur Motorspannung (als Projektierungsgröße) bzw. von der Drehzahl (als Betriebsgröße) ab.

Bedarf an Erregerleistung:

Unter diesem Gesichtspunkt ist die Betriebsart 3 die ungünstigste, da hierbei der Erregerstrom auf dem für den Bezugspunkt bestimmten Wert konstant gehalten wird. Aus diesem Grunde werden die beiden anderen Betriebsarten (2 und 4) miteinander verglichen. Für $I_z = 0$ und $I_z = 1$ treten für beide Betriebsarten die Erregerströme in gleicher Höhe auf. Dies ist einleuchtend, da für $I_z = 0$ wegen der fehlenden Ankerrückwirkung das magnetische Feld des Synchronmotors allein durch die Höhe des Erregerstromes bestimmt wird. Daher gehört hier zu $\psi = 1$ der Erregerstrom $I_f = 1$. Für $I_z = 1$ sind die Erregerströme für beide Betriebsarten einander gleich, bedingt durch die Definition des Bezugspunktes. Bezieht man die Erregerleistung bei der Betriebsart 4 auf die Erregerleistung bei der Betriebsart 2, so liegen demnach die Werte dieses Verhältnisses für die markanten Punkte $I_z = 0$ und $I_z = 1$ für alle betrachteten Löschwinkel bei 1 (Bild 3.20). Dazwischen wird ein Maximum durchlaufen. Die bei der Betriebsart 4 benötigte Erregerleistung ist immer höher als bei der Betriebsart 2, da der Wellensteuerwinkel kleiner ist.

Dadurch ist die feldschwächende Wirkung des Ankerfeldes größer. Das größte Verhältnis der benötigten Erregerleistungen und damit der größte Vorteil der Betriebsart 2 gegenüber der Betriebsart 4 tritt für den kleinsten Löschwinkel auf, der bei der Festlegung des Bezugspunktes betrachtet wurde.

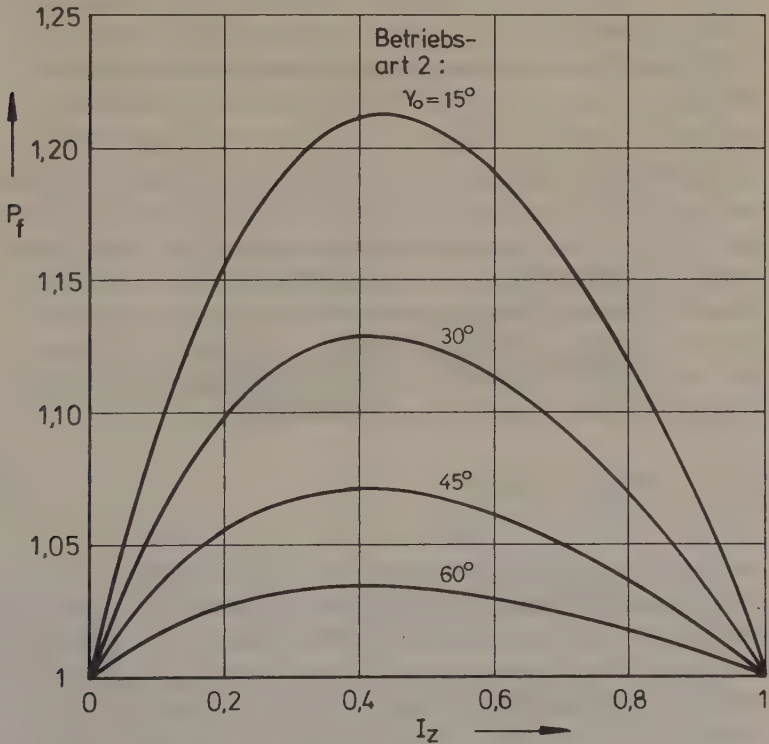


Bild 3.20 Erregerleistung bei Betriebsart 4 (bezogen auf die Erregerleistung bei Betriebsart 2)

$$P_f = \left(\frac{\dot{U}_f(4)}{\dot{U}_f(2)} \right)^2$$

Drehmomentenwelligkeit:

Bedingt durch den Oberschwingungsgehalt der Ständerströme entwickelt der Stromrichter motor ein über dem mechanischen Drehwinkel des Läufers veränderliches Drehmoment /28, 29/. Daraus resultieren zusätzliche Belastungen der mechanischen Übertragungselemente und u.U. die Anregung von Resonanzfrequenzen des mechanischen Systems. Die Verringerung des Wechselanteils des Drehmomentes kann sowohl durch konstruktive Maßnahmen (Erhöhung der Pulszahl des Wechselrichters und der Strangzahl des Synchronmotors) als auch durch die Betriebsart erfolgen. Diese letztgenannte Möglichkeit soll nun weiter betrachtet werden.

Im stationären Betrieb ergibt sich ein Drehmomentenverlauf, der mit der Pulsperiode des Wechselrichters periodisch ist. Der Vergleich der einzelnen Betriebsarten soll sich nun nicht auf die einzelnen Oberschwingungsanteile im Drehmoment beziehen, sondern eine pauschalere Kenngröße für den Drehmomentenverlauf betreffen. Definiert man analog zum Ungleichförmigkeitsgrad einer Drehbewegung /30/ den Ungleichförmigkeitsgrad des Drehmomentes zu

$$\delta_M = \frac{D_{M,max} - D_{M,min}}{D_M} \quad , \quad (3.43)$$

so liegt damit eine Kenngröße vor, die unabhängig von den vorhandenen Trägheitsmomenten ist und berechnet werden kann, ohne daß die Oberschwingungsanteile des Drehmomentenverlaufs im einzelnen bekannt sein müssen. Zur Berechnung des Ungleichförmigkeitsgrades wird das im Abschnitt 3.2 beschriebene Verfahren zur Ermittlung zeitlicher Verläufe verwendet. Die benötigten Eingangsgrößen werden durch eine Grundschwingungsbetrachtung gemäß Abschnitt 3.1.4 gewonnen. Aus dem zeitlichen Verlauf des entwickelten Drehmomentes können dann die beiden Werte $D_{M,max}$ und $D_{M,min}$ entnommen werden (Bild 3.5). Für die beiden Betriebsarten mit konstantem Wellensteuerwinkel ist die Ungleichförmigkeit des Drehmomentes stark von der Belastung

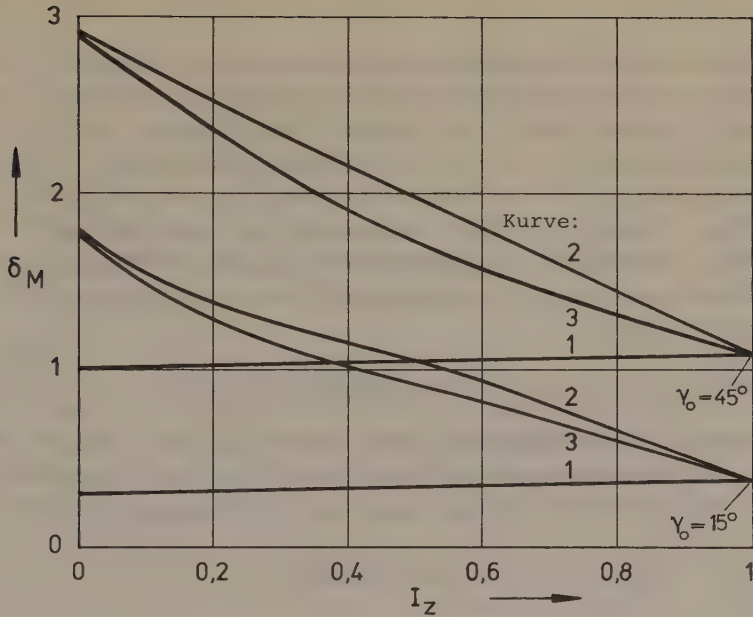


Bild 3.21 Ungleichförmigkeitsgrad des Drehmomentes

Kurve	Betriebsart
1	2
2	3
3	4

abhängig. Prinzipiell ergibt sich für beide Betriebsarten der gleiche Verlauf (Bild 3.21); dabei sind die Werte für diejenige Betriebsart günstiger, die bei Teillast den geringeren Löschwinkel aufweist. Nahezu unabhängig von der Belastung sind dagegen die Werte für den Ungleichförmigkeitsgrad bei der Betriebsart 2 mit konstantem Löschwinkel und konstantem magnetischen Fluß. Hierbei kommen die geringeren Werte des Ungleichförmigkeitsgrades bei Verringerung des Löschwinkels nicht nur dadurch zustande, daß das mittlere Drehmoment steigt, was bereits aus den in Bild 3.14 dargestellten Drehmomentenkennlinien zu entnehmen ist; darüber hinaus verringert sich auch die im Zähler der Definition des Ungleichförmigkeitsgrades (3.43) stehende Drehmomentendifferenz.

Bei der Beurteilung dieser Ergebnisse ist zu beachten, daß auch unter weitergehenden Idealisierungen dem Ungleichförmigkeitsgrad eine untere Grenze gesetzt ist. Dieser Minimalwert ist für die Speisung durch eine sechspulsige Drehstrombrückenschaltung typisch und tritt für $\gamma_0 \rightarrow 0$ und $u_0 \rightarrow 0$ auf. Er beträgt ca. 0,14 /7/. In diesem Fall liegen eine Speisung mit idealen 120° -Stromblöcken und der Betrieb des Wechselrichters mit Vollaussteuerung vor.

Näherungsformel für den Ungleichförmigkeitsgrad:

Unter der Annahme subtransienter Symmetrie und konstanter Läuferflußverkettungen folgt aus (3.22) und (3.23) für den Verlauf des Drehmomentes in der Alleinzeit:

$$\begin{aligned} d_M(\vartheta) = & -(K_D \Psi_D + K_f \Psi_f) \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_Z \cos(\vartheta + \frac{\pi}{3}) \\ & + K_Q \Psi_Q \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_Z \sin(\vartheta + \frac{\pi}{3}) . \end{aligned}$$

Daraus ergibt sich, wenn man Ψ'' und ε_0 gemäß den Gleichungen (3.6) und (3.7) einführt:

$$d_M(\vartheta) = - \underbrace{\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \Psi'' I_Z}_{\hat{D}_M} \cos(\vartheta + \frac{\pi}{3} + \varepsilon_0) . \quad (3.44)$$

Vernachlässigt man den Überlappungswinkel, so gilt diese Gleichung für das Intervall

$$\alpha_p - \frac{\pi}{2} \leq \vartheta \leq \alpha_p - \frac{\pi}{6} .$$

Am Intervallende beträgt das Drehmoment demnach

$$d_M(\vartheta = \alpha_p - \frac{\pi}{6}) = - \hat{D}_M \cos(\alpha_{p0} + \frac{\pi}{6} + \varepsilon_0) .$$

Dafür läßt sich aufgrund der Vernachlässigung des Überlappungswinkels und der Gleichung (3.19) schreiben:

$$\hat{d}_M(\vartheta) = \hat{D}_M \cos\left(\frac{\pi}{6} - \gamma_0\right) . \quad (3.45)$$

Für die Berechnung der einzelnen in Gleichung (3.43) auftretenden Größen sind nun im Hinblick auf die Bestimmung von $\hat{D}_{M,\max}$ die folgenden beiden Fälle zu unterscheiden:

$$1. \text{ Fall: } \gamma_0 \leq \frac{\pi}{6} .$$

In diesem Fall ergibt sich in dem betrachteten Intervall des Läuferstellungswinkels für die cosinus-Funktion von Gleichung (3.44) der Wert -1, so daß als maximales Drehmoment $\hat{D}_M$ einzusetzen ist:

$$D_{M,\max} = \hat{D}_M .$$

$$2. \text{ Fall: } \gamma_0 \geq \frac{\pi}{6} .$$

In diesem Fall tritt das maximale Drehmoment am Intervall-Ende auf und beträgt:

$$D_{M,\max} = \hat{D}_M \cos\left(\frac{\pi}{6} - \gamma_0\right) .$$

Das minimale Drehmoment tritt jeweils zu Beginn des Intervalls auf:

$$D_{M,\min} = \hat{D}_M \cos\left(\frac{\pi}{6} + \gamma_0\right) .$$

Schließlich erhält man für das mittlere Drehmoment

$$D_{M,\text{mittel}} = \frac{3}{\pi} \hat{D}_M \cos \gamma_0 . \quad (3.46)$$

Durch Einsetzen der aufgeführten Ausdrücke in die Gleichung (3.43) erhält man für den Ungleichförmigkeitsgrad des Drehmomentes:

1. Fall:

$$\delta_M = \frac{1 - \cos(\frac{\pi}{6} + \gamma_O)}{\frac{3}{\pi} \cos \gamma_O} \quad \text{für } \gamma_O \leq \frac{\pi}{6}, \quad (3.47)$$

2. Fall:

$$\delta_M = \frac{\pi}{3} \tan \gamma_O \quad \text{für } \gamma_O \geq \frac{\pi}{6}. \quad (3.48)$$

An der Bereichsgrenze ($\gamma_O = \frac{\pi}{6}$) gehen die beiden Kurvenhälften stetig ineinander über. Das gleiche gilt für ihre ersten Ableitungen. Mit kleiner werdendem Löschwinkel verläuft die Kurve immer flacher. Daher erscheint der Betrieb des Stromrichtertermotors mit einem Löschwinkel, der kleiner ist als ca. 15° , nicht mehr erstrebenswert, da hier im Hinblick auf die Ungleichförmigkeit des Drehmomentes kein nennenswerter Gewinn mehr zu erreichen ist. Das gleiche gilt auch für das mittlere Drehmoment, das bei $\gamma = 15^\circ$ schon 97 % des für $\gamma_O = 0$ theoretisch erzielbaren Drehmomentes beträgt.

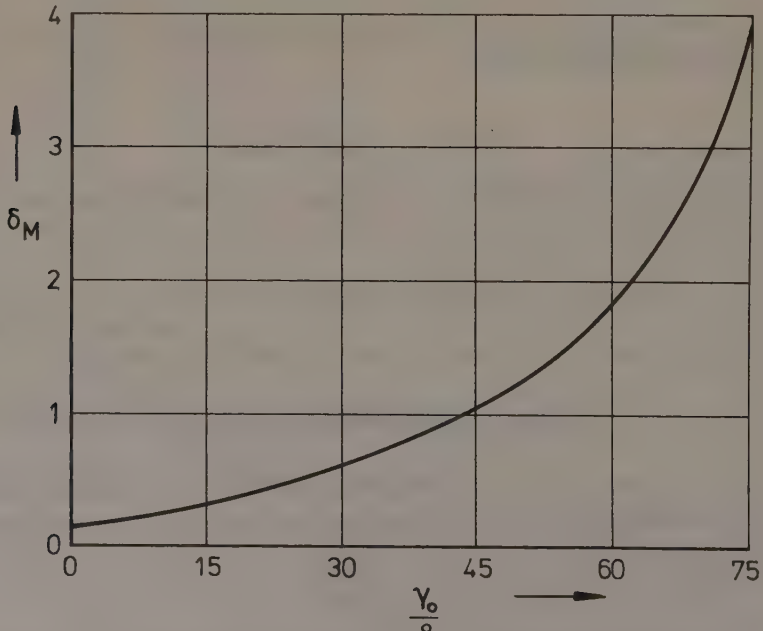


Bild 3.22 Ungleichförmigkeitsgrad nach der Näherungsformel

Zusammenfassung des Vergleichs der Betriebsarten:

Der Betrieb des Stromrichter-motors mit konstantem Löschwinkel und konstanter Erregung führt zu stationären Drehmomentenkennlinien, die starke Einschränkungen für die Belastbarkeit bzw. Überlastbarkeit des Antriebs darstellen. Für die Optimierung des Drehzahlreglers erhebt sich die Schwierigkeit, daß wegen des nichtlinearen Zusammenhanges zwischen Zwischenkreisstrom und Drehmoment eine Drehmomentenkonstante nur nach Linearisierung in einem Arbeitspunkt angegeben werden kann. Da die Drehmomentenkennlinien ein Maximum aufweisen, sollte der zugehörige Strom nicht überschritten werden, um eine Umkehrung des Regelsinnes zu vermeiden.

Wesentlich günstiger sind die Verhältnisse, wenn außer dem Löschwinkel auch die Flußverkettung belastungsunabhängig konstant gehalten wird. Die Drehmomentenkennlinien für diesen Betrieb lassen sich mit guter Näherung durch eine für den gesamten Betriebsbereich geltende Drehmomentenkonstante erfassen. Da der Synchronmotor beim Betrieb als Stromrichter-motor übererregt betrieben wird, übt die Ankerrückwirkung einen feldschwächenden Einfluß aus. Diese ständerseitige Feldschwächung muß durch einen mit dem Zwischenkreisstrom wachsenden Erregerstrom kompensiert werden. Der Verlauf der Drehmomentenkennlinien ergibt sich somit nicht nur aus dem Verlauf der drehmomentbildenden Komponente des Ständerstromes, sondern auch aus dem Verlauf des feldbildenden Erregerstromes. Ausgehend von einem beliebigen Betriebspunkt erfolgt der Übergang auf einen Betriebspunkt mit höherem Drehmoment durch Erhöhung beider Größen, des Ständerstromes und des Erregerstromes. Dabei kommt bei höherer Belastung die Drehmomentenerhöhung zunehmend mehr durch die Erhöhung der Erregung zustande, während die Erhöhung des Ständerstromes hauptsächlich die betragsmäßige Erhöhung der d-Komponente der Ankerdurchflutung verursacht.

Der Betrieb mit konstantem Löschwinkel und konstantem Fluß setzt entweder die Regelung dieser Größen oder eine nach

Kennlinien gesteuerte Vorgabe geeigneter Eingangsgrößen voraus, etwa des Wellensteuerwinkels und des Erregerstromes. Dadurch ist ein Aufwand in regelungstechnischer oder steuerungstechnischer Sicht bedingt, der bei anderen Betriebsarten geringer ist. Zu diesen zählen die Betriebsarten mit konstantem Wellensteuerwinkel. Der Vergleich zeigt, daß der Betrieb mit konstantem Löschwinkel und konstantem Fluß Vorteile gegenüber den anderen beiden Betriebsarten besitzt. Sie liegen in einem höheren Verschiebungsfaktor des gesamten Antriebs gegenüber dem Netz, einem niedrigeren Bedarf an Erregerleistung und einem niedrigeren Ungleichförmigkeitsgrad des entwickelten Drehmomentes. Diese günstigeren Eigenschaften treten besonders im Teillastbereich hervor und sind um so stärker ausgeprägt, je größer die Hauptreaktanzen (Ankerrückwirkung) und die Streureaktanzen (Überlappungswinkel) sind. Diese Parameter des Synchronmotors bestimmen, welcher Wellensteuerwinkel bei dem zu betrachtenden maximalen Ständerstrom einzustellen ist. Dadurch ist dann indirekt festgelegt, welcher Löschwinkel bei Entlastung maximal auftritt (Betriebsart 3 und 4). Je kleiner der Löschwinkel ist, desto besser ist unter den angegebenen Kriterien das Betriebsverhalten. Die Betriebsart mit konstantem Löschwinkel und konstantem Fluß ist in allen drei Kriterien besser als die jeweils bessere der beiden im Vergleich betrachteten Betriebsarten.

Ein weiterer Vorteil, der mit dem Betrieb bei kleinem Löschwinkel verbunden ist, liegt in den niedrigeren Verlusten in den Läuferkreisen, die durch die Wechselanteile der Dämpferströme und des Erregerstromes an den ohmschen Widerständen hervorgerufen werden. Je kleiner der Löschwinkel ist, desto mehr verlagern sich die Pulsationen der Ständerdurchflutung aus der q -Achse in die d -Achse. Da in der d -Achse sowohl die Dämpferersatzwicklung als auch die Erregerwicklung zum Führen von Ausgleichströmen zur Verfügung stehen, tritt ein geringerer Dämpferstrom auf als es in der q -Achse der Fall wäre.

4. Löschwinkelregelung

Da der Löschwinkel zahlreichen Einflußgrößen ausgesetzt ist (Laststrom, Erregerstrom, Wellensteuerwinkel), soll im folgenden eine Regelung untersucht werden, mit der der Löschwinkel belastungsunabhängig konstant gehalten wird. Für die Größe des Sollwertes ist dabei die Freierwerdezeit der Ventile des Wechselrichters maßgebend. Die Überlegung, daß der Wechselrichter so gesteuert werden muß, daß für die einzelnen Ventile eine Schonzeit auftritt, die mit Sicherheit größer als deren Freierwerdezeit ist, führt zunächst auf den Gedanken an eine Schonzeitregelung. Wird ein konstanter Sollwert für eine derartige Schonzeitregelung verwendet, so führt dies zu einem der Drehzahl proportionalen Löschwinkel. Dadurch treten im unteren Drehzahlbereich entsprechend kleine Löschwinkel (einige Winkelgrade) auf, was unter den bisher betrachteten Gesichtspunkten als günstig erscheint. Aus zwei Gründen wird jedoch hier der Gedanke einer Schonzeitregelung nicht weiter verfolgt:

1. Bei einer Verkleinerung des Löschwinkels ergeben sich zwar Verbesserungen des Betriebsverhaltens; der zusätzliche Gewinn jedoch, der sich unterhalb eines gewissen Wertes (etwa $\gamma_0 < 15^\circ$) durch weitere Verringerung erreichen läßt, wird immer kleiner, da hier bereits eine für die Drehmomentenbildung nahezu optimale räumliche Zuordnung von Ständer- und Läufer-Durchflutung vorliegt. Auch der Gewinn bei der Gleichförmigkeit des Drehmomentes ist hier gering, wie der in diesem Bereich flache Verlauf der Kurve in Bild 3.22 zeigt.
2. Bei kleinen in Sperrichtung an den Ventilen anliegenden Spannungen (< 100 V) ist die Freierwerdezeit von der Höhe der Ventilspannung abhängig. Die in Sperrichtung auftretenden Spannungen sind beim Stromrichtermotor aus zwei Gründen klein. Einerseits wird der Wechselrichter mit hoher Aussteuerung betrieben, so daß nur für einen kurzen zeitlichen Abschnitt vor dem positiven

Spannungsnulldurchgang die verkettete Ständerspannung anliegt, und andererseits ist die Amplitude der Ständerspannung selbst der Drehzahl des Motors proportional. Die dadurch im unteren Drehzahlbereich bedingte vergrößerte Freiwerdezeit muß entsprechend durch einen vergrößerten Schonzeitsollwert berücksichtigt werden, wenn ein geforderter Sicherheitsabstand vom Wechselrichterkippen erhalten bleiben soll.

Vor allem wegen des unter 1. genannten Grundes wird weiterhin eine Löschwinkelregelung betrachtet. Zugleich ist damit eine Drehzahlabhängigkeit der Schonzeit verbunden, die eine von der Drehzahl her gesteuerte Vorgabe des Sollwertes erübrigt. Einem konstanten, von der Drehzahl unabhängigen Löschwinkel entspricht eine von der Drehzahl hyperbolisch abhängende Schonzeit. Diese Abhängigkeit, die bei niedrigen Drehzahlen zum starken Ansteigen der Schonzeit führt, wird dabei der Spannungsabhängigkeit der Freiwerdezeit bereits annähernd ohne weitere Maßnahmen gerecht.

Als Löschwinkelregler in Wechselrichtern von HGÜ-Anlagen werden stetig arbeitende PI-Regler verwendet /11, 12/. Ihre Dimensionierung kann dabei so erfolgen, daß sich für einen Betriebspunkt Deadbeat-Verhalten der Regelung ergibt. Der I-Anteil stellt dabei die stationär zu dem gewünschten Betriebspunkt nötige Stellgröße, den Steuerwinkel, her. Der P-Anteil ist erforderlich, um die bei einer Änderung des Steuerwinkels auftretenden unterschiedlichen Abstände der einzelnen Zündzeitpunkte von einander zu berücksichtigen. In die Reglerparameter geht die mittlere Dauer einer Pulsperiode beziehungsweise die Frequenz des Drehspannungssystems ein. Für die Löschwinkelregelung beim Stromrichtermotor entsteht eine spezielle Problematik daraus, daß die Frequenz des Drehspannungssystems drehzahlproportional ist. Für die Dimensionierung des Löschwinkelreglers ist daher der gesamte Drehzahlbereich zu betrachten, in dem die lastgeführte Kommutierung möglich ist. Das ist etwa oberhalb von 5 bis 10 % der Nenndrehzahl

der Fall. Damit ändert sich die Dauer einer Pulsperiode des Wechselrichters bezogen auf die Nenndrehzahl um den Faktor 10 bis 20. Der gleiche Faktor gilt für die statistische Totzeit des Wechselrichters und für weitere die Dynamik des Wechselrichters betreffende Zeiten, die später behandelt werden. Ein stetiger Regler mit konstanten Parametern müßte aus Stabilitätsgründen für die niedrigste zu betrachtende Drehzahl ausgelegt werden, da hier die Regelstrecke die geringste Dynamik besitzt. Bei höheren Drehzahlen ist dann jedoch ein ungünstiges Führungs- und Störverhalten zu erwarten. Eine Lösung bietet sich durch den Einsatz eines abtastend arbeitenden Löschwinkelreglers an. Seine Arbeitsweise erfolgt synchron mit der zu regelnden Strecke. Dadurch sind die Pulsfrequenz des Wechselrichters und die Abtastfrequenz des Reglers einander immer gleich. Da die den Regler kennzeichnenden Zeitkonstanten nicht absolut, sondern bezogen auf die Periodendauer der Abtastfrequenz in Erscheinung treten, paßt sich die Dynamik des Abtastreglers der Dynamik der Strecke durch die synchronisierte Arbeitsweise automatisch an.

Die Regelstrecke, der Wechselrichter, ist selbst ein abtastend arbeitendes System. Je Pulsperiode ist an seinem Eingang ein diskreter Wert des Steuerwinkels wirksam und tritt an seinem Ausgang ein diskreter Wert des Löschwinkels auf. Aus diesem Grunde ergibt sich durch die abtastende Arbeitsweise des Reglers kein Informationsverlust im Regelkreis.

4.1 Prinzipielle Funktionsweise

Die Regelstrecke enthält als gerätetechnische Komponenten den Steuersatz, den Wechselrichter, den Synchronmotor und den Löschwinkel-Meßgeber (Bild 4.1). Während einer Periode der Motorfrequenz treten jeweils sechs diskrete Meßwerte der Regelgröße, des Löschwinkels, auf. Die Zeitpunkte ihres Auftretens sind durch die positiven Null-

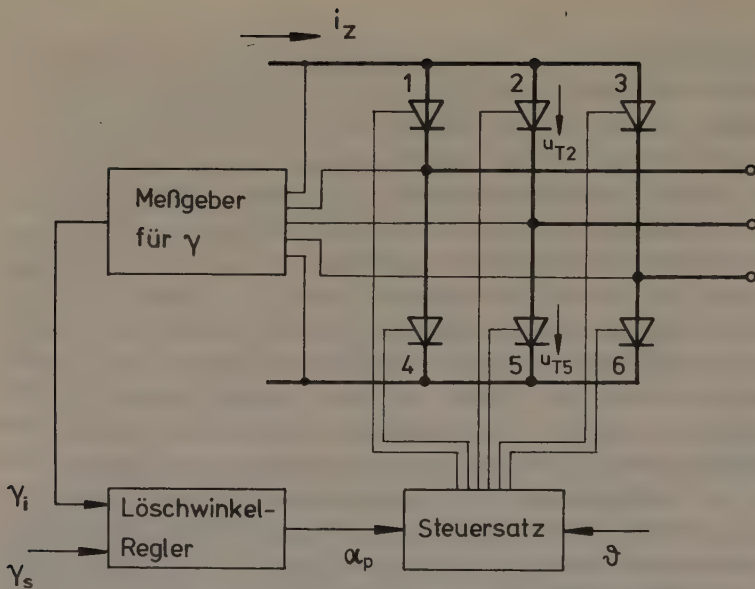


Bild 4.1 Prinzipschaltplan der Löschwinkelregelung

durchgänge der sechs Ventilspannungen gegeben. Für das Ventil 2, dessen Spannung in Bild 4.2 dargestellt ist, ist dies bei t_1 der Fall. Zur gleichen Zeit steht - ein ideal arbeitender Meßgeber sei vorausgesetzt - der entsprechende neue Meßwert der Regelgröße zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung. Mit diesem neuen Meßwert und dem zugleich anliegenden Sollwert führt der Regler einen Abtastschritt aus. Nach einem durch seine Konstanten festgelegten Algorithmus wird aus den Eingangsgrößen und eventuell den Stellgrößen früherer Abtastintervalle die neue Stellgröße gebildet. Sie ist bei Polradlagetaktung der Wellensteuerwinkel α_p . Gemäß dieses Wellensteuerwinkels wird das im Zündschema des Wechselrichters folgende Ventil 5 gezündet, wenn der zugehörige Rotorpositionswinkel im Zeitpunkt t_2 erreicht ist. Dadurch wird eine Kommutierung eingeleitet, an die sich ein dem Löschwinkel entsprechender Abschnitt für ein Ventil anschließt, dessen Ventilspannung in Bild 4.2 nicht dargestellt ist.

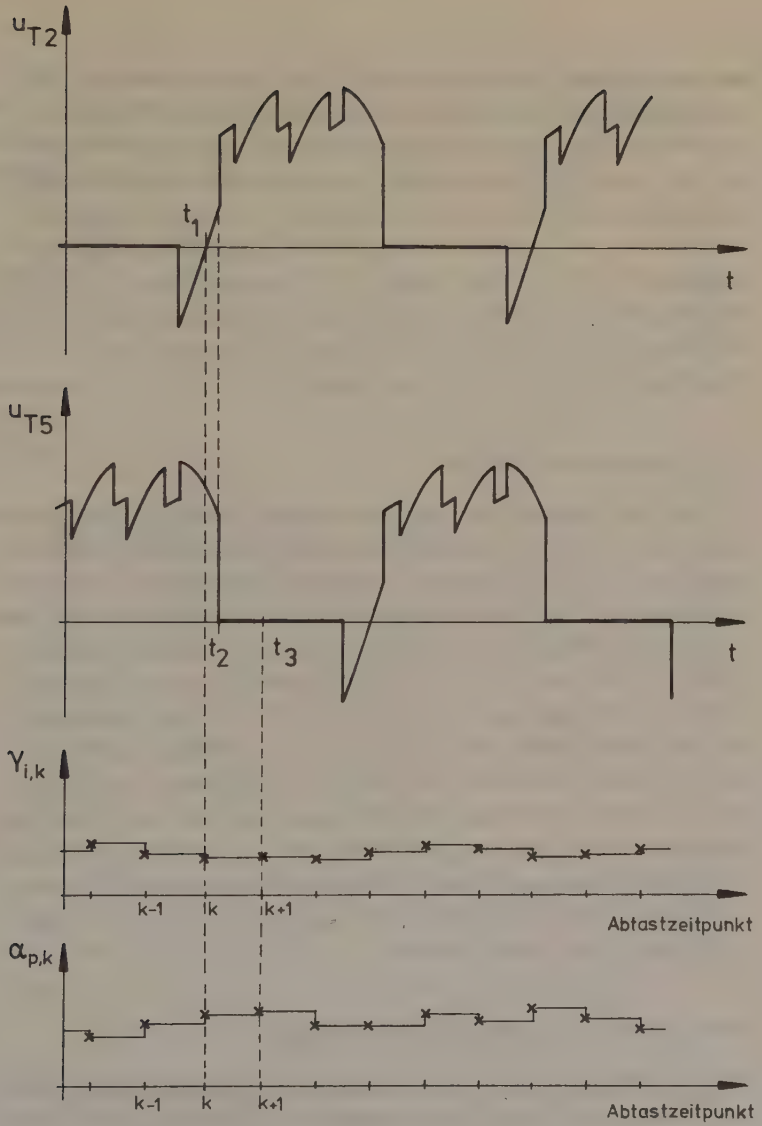


Bild 4.2 Spannungsverlauf an den Ventilen des Wechselrichters und prinzipielle Verläufe von Regel- und Stellgröße

Am Ende dieses Intervalls liegt der nächste Meßwert für den Löschwinkel vor (t_3) und der geschilderte Signalablauf im Regelkreis beginnt von neuem. Wird der Wechselrichter nicht von der Polradlage getaktet sondern spannungsgetaktet betrieben, so ändert sich am grundsätzlichen Aufbau des Regelkreises nichts. Anstelle des Wellensteuerwinkels als Stellgröße tritt jedoch dann der Steuerwinkel auf und anstelle des Rotorpositionswinkels sind dem Steuersatz geeignete Synchronisierspannungen zuzuführen.

4.2 Streckenbeschreibung

Die bei der Behandlung der Löschwinkel-Regelung zu betrachtende Strecke besitzt als Eingangsgröße den Wellensteuerwinkel α_p (als Stellgröße bei Polradlagetaktung) und als Ausgangsgröße den Löschwinkel γ (als Regelgröße). Weitere Eingangsgrößen, die für die Löschwinkelregelung als Störgrößen auftreten, sind hauptsächlich der Zwischenkreisstrom i_z , der Erregerstrom i_f bzw. die Erregerspannung u_f und die Drehzahl n . Der Steuersatz des Wechselrichters und der Winkelmeßgeber werden als ideal arbeitende Regelkreisglieder angenommen. Daher brauchen weiterhin nur der Wechselrichter und der Synchronmotor betrachtet zu werden. Besondere Bedeutung kommt dabei den nichtlinearen Zusammenhängen zu, die zwischen den für die Löschwinkel-Regelung wichtigen Größen gelten.

4.2.1 Betrachtung des Gesamtsystems

Für die mathematische Beschreibung der Regelstrecke stehen die in Kapitel 2 und 3 angegebenen Gleichungen für den Wechselrichter und den Synchronmotor zur Verfügung. Wie bisher wird auch weiterhin die Drehzahl als konstant angenommen. Die Betrachtung erfolgt insofern für den quasistationären Betrieb, als für die Bildung der Stromkomponenten und für die Winkelbeziehungen die für den stationären

ren Betrieb hergeleiteten Zusammenhänge gültig sein sollen. Die pulsfrequenten Anteile der Stromkomponenten i_d und i_q werden vernachlässigt. Für die Berechnung dieser beiden Ströme werden die Näherungen

$$i_d = - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} i_z \sin(\alpha_p + \frac{u}{2}) \quad \text{und} \quad (4.1)$$

$$i_q = - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} i_z \cos(\alpha_p + \frac{u}{2}) \quad (4.2)$$

verwendet. Für die Feldbildung des Synchronmotors gelten die Gleichungen:

$$\psi_d = X_d'' i_d + K_f \psi_f + K_D \psi_D, \quad (4.3)$$

$$\psi_f = X_{dh} i_d + (1 + \sigma_f) i_f + X_{dh} i_D, \quad (4.4)$$

$$\psi_D = X_{dh} i_d + i_f + X_D i_D, \quad (4.5)$$

$$0 = R_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt}, \quad (4.6)$$

$$u_f = i_f + \frac{1}{1 + \sigma_f} T_f \frac{d\psi_f}{dt}, \quad (4.7)$$

$$\psi_q = X_q'' i_q + K_Q \psi_Q, \quad (4.8)$$

$$\psi_Q = X_{qh} i_q + X_Q i_Q, \quad (4.9)$$

$$0 = R_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt}, \quad (4.10)$$

$$K_Q \psi_Q = \psi'' \sin \epsilon, \quad (4.11)$$

$$K_D \psi_D + K_f \psi_f = \psi'' \cos \epsilon. \quad (4.12)$$

Zwischen den Winkeln für den Wechselrichter bestehen die Zusammenhänge:

$$0 = -\cos\gamma - \cos\alpha_2 + \frac{2X'' i_z}{\sqrt{3}\psi} \quad (4.13)$$

$$0 = \alpha_2 - \alpha_p - \epsilon \quad (4.14)$$

$$\pi = \alpha_2 + u + \gamma \quad (4.15)$$

Um die nichtlinearen Zusammenhänge in diesem Gleichungssystem zu beseitigen, wird eine Linearisierung der vorhergehend aufgeführten 15 Gleichungen um einen Ruhearbeitspunkt P_0 vorgenommen. Dieser Ruhearbeitspunkt wird mit dem Gleichungssystem (3.39) berechnet (also unter Verwendung der vollständigen Formeln f_d und f_q für die Komponenten des Ständerstromes). Es werden dann nur noch kleine Abweichungen Δ von diesem Ruhepunkt betrachtet. Das sich für diese Abweichungen Δ ergebende lineare Gleichungssystem wird anschließend der LAPLACE-Transformation unterworfen. Nach einigen Umformungen, die hauptsächlich der Eliminierung der Läuferströme Δi_D , Δi_f und Δi_Q dienen, erhält man das folgende Gleichungssystem:

$$\begin{aligned} \Delta i_d = & -\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \Delta i_z \sin(\alpha_{p0} + \frac{u_0}{2}) \\ & - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_z \cos(\alpha_{p0} + \frac{u_0}{2}) (\Delta \alpha_p + \frac{1}{2} \Delta u) \quad (4.16.1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta i_q = & -\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \Delta i_z \cos(\alpha_{p0} + \frac{u_0}{2}) \\ & + \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_z \sin(\alpha_{p0} + \frac{u_0}{2}) (\Delta \alpha_p + \frac{1}{2} \Delta u) \quad (4.16.2) \end{aligned}$$

$$\Delta \psi_d = X_d(s) \Delta i_d + F_{df}(s) \Delta u_f \quad (4.16.3)$$

$$\Delta \psi_q = X_q(s) \Delta i_q \quad (4.16.4)$$

$$\Delta(K_Q \psi_Q) = \Delta \psi'' \sin \epsilon_0 + \psi'' \cos \epsilon_0 \Delta \epsilon \quad (4.16.5)$$

$$\Delta(K_F\psi_F + K_D\psi_D) = \Delta\psi'' \cos\epsilon_0 - \psi'' \sin\epsilon_0 \Delta\epsilon, \quad (4.16.6)$$

$$\Delta\gamma = - \frac{\sin\alpha_{20}}{\sin\gamma_0} \Delta\alpha_2 - \frac{2X''}{\sqrt{3}\psi'' \sin\gamma_0} \Delta i_z + \frac{2X'' I_z}{\sqrt{3}\psi''^2 \sin\gamma_0} \Delta\psi, \quad (4.16.7)$$

$$\Delta\alpha_2 = \Delta\alpha_p + \Delta\epsilon, \quad (4.16.8)$$

$$\Delta(K_Q\psi_Q) = \Delta\psi_q - X_q'' \Delta i_q, \quad (4.16.9)$$

$$\Delta(K_F\psi_F + K_D\psi_D) = \Delta\psi_d - X_d'' \Delta i_d, \quad (4.16.10)$$

$$0 = \Delta\alpha_2 + \Delta u + \Delta\gamma, \quad (4.16.11)$$

Hierbei sind alle Δ -Größen Funktionen des LAPLACE-Operators s , ohne daß dies näher gekennzeichnet ist. Die Funktionen $X_d(s)$ und $X_q(s)$ sind die bekannten Reaktanz-Operatoren /18/ und $F_{df}(s)$ ist die durch

$$F_{df}(s) = \frac{1 + sT_D \frac{\sigma_D}{1 + \sigma_D}}{1 + s(T_D + T_f) + s^2 T_D T_f \frac{\sigma_D + \sigma_f + \sigma_D \sigma_f}{(1 + \sigma_D)(1 + \sigma_f)}} \quad (4.17)$$

definierte Übertragungsfunktion /19/.

Eine Folge der quasistationären Betrachtungsweise ist es, daß auch die Größen, die tatsächlich nur mit diskreten Werten auftreten, wie stetige Größen behandelt werden. Die diskreten Werte ergeben sich näherungsweise aus den stetigen Verläufen durch Abtastung in den jeweiligen Zeitpunkten.

Die stromrichtertypischen Totzeiten sind in dem Gleichungssystem nicht berücksichtigt. Dies bedeutet eine Ungenauigkeit für die zeitlichen Verläufe der Stromkomponenten und daraus resultierend für die Feldbildung.

Für einige spezielle Fälle wird nun die Abhängigkeit des Löschwinkels von den Eingangsgrößen ermittelt.

4.2.1.1 Streckenbeiwerte bei subtransientem Betrieb

Bei subtransientem Betrieb sind definitionsgemäß die Läuferflußverkettungen konstant. Der zeitliche Bereich, in dem diese Annahme nach einer Anregung des Systems gerechtfertigt ist, richtet sich nach der Größe der wirksamen Zeitkonstanten, bei denen es sich um die subtransienten Leerlaufzeitkonstanten handelt. Da sich die Gültigkeit über einige Pulsperioden des Wechselrichters erstrecken soll, müssen zu kleine Drehzahlen ausgeschlossen werden.

Mit der Flußkonstanz sind für das linearisierte Gleichungssystem unmittelbar die Aussagen

$$\Delta\psi_f = 0; \quad \Delta\psi_D = 0; \quad \Delta\psi_Q = 0 \quad \text{bzw.} \quad \Delta\psi'' = 0 \quad \text{und} \quad \Delta\varepsilon = 0$$

verbunden. Damit sind weiterhin der Wellensteuerwinkel $\Delta\alpha_p$ und der Steuerwinkel $\Delta\alpha_2$ nach Gleichung (4.16.8) einander gleich. Folglich gilt für den Löschwinkel nach Gleichung (4.16.6)

$$\Delta\gamma = - \underbrace{\frac{\sin\alpha_{20}}{\sin\gamma_0}}_{K_S} \Delta\alpha_p - \underbrace{\frac{2 X''}{\sqrt{3} \psi'' \sin\gamma_0}}_{K_{Sz}} \Delta i_z. \quad (4.18)$$

Der Stell-Übertragungsbeiwert K_S und der Stör-Übertragungsbeiwert K_{Sz} sollen nun näher betrachtet werden. Dies soll unter dem Gesichtspunkt geschehen, daß die Dimensionierung eines Reglers umso leichter gelingt, je geringeren Änderungen die Streckenbeiwerte über den gesamten Betriebsbereich des Stromrichtermotors unterworfen sind. Für alle im Kapitel 3 betrachteten Betriebsarten weisen die Streckenbeiwerte verschieden starke Abhängigkeiten von dem jeweiligen Betriebspunkt auf. Für die Betriebsart 2 (mit konstantem Fluß und Löschwinkel) werden die Streckenbeiwerte näher betrachtet. Dazu wird der Steuerwinkel α_{20} mit Hilfe des Gleichungssystems (3.39) berechnet. Der Verlauf von K_S

zeigt ein leichtes Ansteigen mit der Belastung für größere Löschwinkel, und einen starken Anstieg für kleinere Löschwinkel (Bild 4.3).

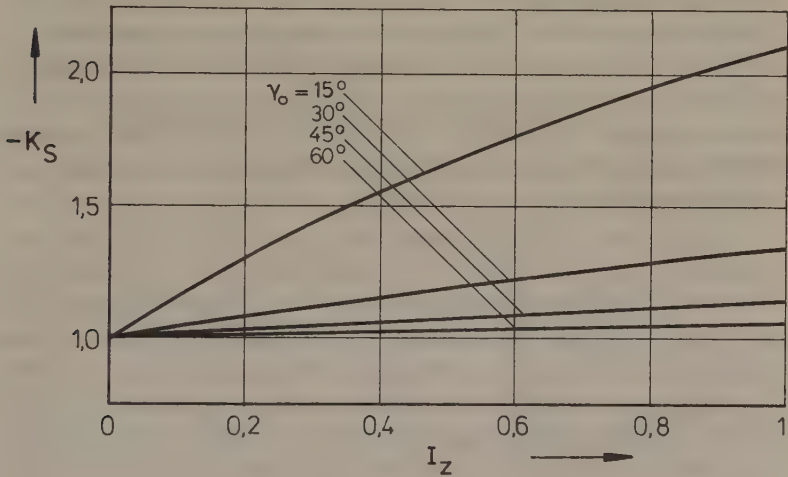


Bild 4.3 Stell-Übertragungsbeiwert K_S für den subtransienten Betrieb

Ausgangspunkt aller Kurven ist für $I_z = 0$ der Wert -1 . Da der Zwischenkreisstrom nur über die Kommutierung auf die Strecke einwirkt, sind für $I_z \rightarrow 0$ Wellensteuerwinkeländerungen und Löschwinkeländerungen einander betragsmäßig gleich. Die Maximalwerte von K_S , die für den maximalen Strom auftreten, hängen von der Größe des Überlappungswinkels und damit von der Kommutierungsreaktanz ab. Da der Überlappungswinkel wächst, wenn der Löschwinkel kleiner wird, wird K_S betragsmäßig größer und strebt für $\gamma_o \rightarrow 0$ unabhängig von der Größe der Kommutierungsreaktanz gegen $-\infty$.

Der Störübertragungsbeiwert K_{Sz} hängt nur von Größen ab, die bei der Betriebsart 2 konstantgehalten werden. Sein Wert ist folglich unabhängig von der Höhe des Zwischen-

kreisstromes, jedoch um so größer je kleiner der Löschwinkel ist (Bild 4.4). Bei geringfügigen Abweichungen der Größen Fluß und Löschwinkel von ihren konstant angenommenen Werten sind die Änderungen des Stör-Übertragungsbeiwertes jedoch erheblich. Dadurch werden die praktischen Möglichkeiten eingeschränkt, durch eine Störgrößenaufschaltung bereits eine näherungsweise Unabhängigkeit des Löschwinkels von der Belastung zu erreichen. Ähnlich wie beim Stell-Übertragungsbeiwert wächst auch hier beim Stör-Übertragungsbeiwert die Abhängigkeit vom Betriebspunkt, je kleiner der Löschwinkel ist.

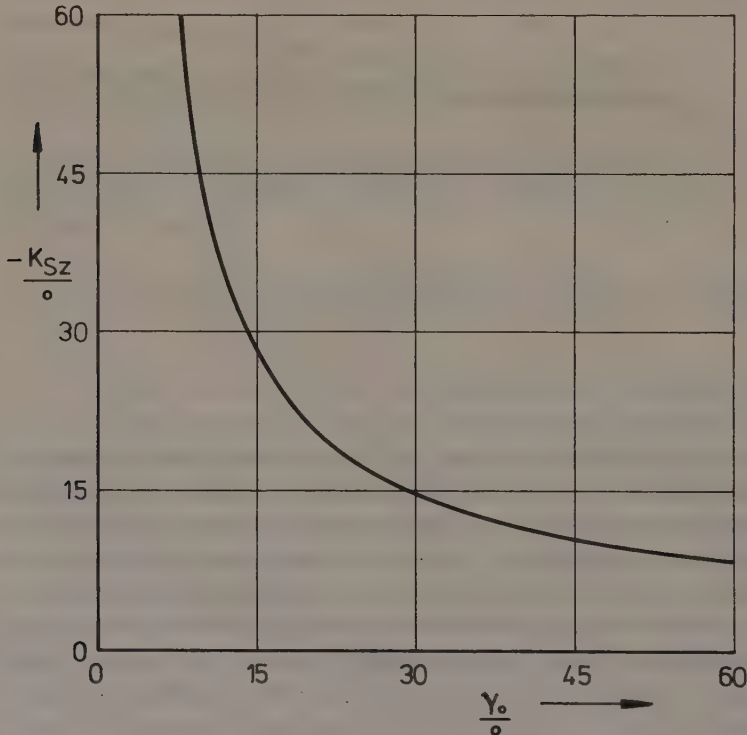


Bild 4.4 Stör-Übertragungsbeiwert K_{Sz} für den subtransienten Betrieb (aufgetragen ist der für Winkelgrade geltende Wert $K_{Sz} = - \frac{2 \times 180}{\sqrt{3} \psi'' \sin \gamma_0 \pi}$)

Da bei dem hier zugrunde gelegten subtransienten Betrieb keine Änderung des Feldwinkels auftritt ($\Delta\epsilon = 0$), gelten die formelmäßigen Zusammenhänge und die in den Bildern 4.3 und 4.4 gezeigten Kennlinien nicht nur für den Betrieb mit Polradlagetaktung, sondern genauso für den Betrieb mit Spannungstaktung.

4.2.1.2 Streckenbeiwerte bei konstantem Fluß

Von der Möglichkeit, beim Synchronmotor die Erregung so vorzugeben, daß sich für den Fluß hinter den subtransienten Reaktanzen ein konstanter Wert ergibt, wird bei der Betriebsart 2 Gebrauch gemacht. Es wird nun die Löschwinkel-Regelstrecke unter der Annahme betrachtet, daß der magnetische Fluß auch bei Übergangsvorgängen konstant ist. Dies setzt eine dynamisch hochwertige Speisung des Erregerkreises und im allgemeinen eine ebenfalls gute Flußmessung und -regelung voraus. In diesem Fall wird die Ankerrückwirkung ideal kompensiert, soweit sie den Betrag des magnetischen Flusses beeinflusst. Der Feldwinkel indessen stellt sich entsprechend der Ankerrückwirkung in der q-Achse ein. Folglich gilt nun

$$\Delta\psi = 0 \quad \text{und} \quad \Delta\epsilon \neq 0. \quad (4.19)$$

Formt man unter Beachtung von $\Delta\psi = 0$ das Gleichungssystem (4.16) um, so erhält man den Löschwinkel als Funktion des Wellensteuerwinkels und des Zwischenkreisstromes:

$$\Delta\gamma = - \frac{\sin\alpha_{20}}{\sin\gamma_0} \left[1 + \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{I_z}{\psi} \frac{\sin(\alpha_{p0} + \frac{u_0}{2})}{\cos\epsilon_0} (X_q(s) - X_q'') \right] \Delta\alpha_p - \left[\frac{2X''}{\sqrt{3}\psi \sin\gamma_0} - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{1}{\psi} \frac{\sin\alpha_{20}}{\sin\gamma_0} \frac{\cos(\alpha_{p0} + \frac{u_0}{2})}{\cos\epsilon_0} (X_q(s) - X_q'') \right] \Delta i_z.$$

$$(4.20)$$

Bemerkenswert ist, daß in (4.20) außer den Größen am Betriebspunkt nur die für die Querachse geltenden Größen $X_q(s)$ und X_q'' auftreten. Die Erklärung dafür liegt darin, daß allein durch die Änderung der Ankerrückwirkung in der q-Achse, die mit den Größen $\Delta\alpha_p$ und Δi_z auftritt, die Änderung des Feldwinkels $\Delta\epsilon$ verursacht wird.

Der Vergleich mit den in Abschnitt 4.2.1.1 ermittelten Streckenparametern zeigt, daß der dort ermittelte Stellübertragungsbeiwert in dem hier berechneten Ausdruck als Faktor enthalten ist; währenddessen tritt der Stör-Übertragungsbeiwert von Abschnitt 4.2.1.1 hier als Summand der entsprechenden Größe in Erscheinung. In der Gleichung (4.20) ist der zuvor betrachtete subtransiente Betrieb als Sonderfall enthalten; denn für $s \rightarrow \infty$ gilt $X_q(s) \rightarrow X_q''$ und damit entfallen die zweiten Summanden in den Klammern, so daß die früher berechneten Ausdrücke übrigbleiben. Für $s \rightarrow 0$ erhält man aus Gleichung (4.20) die mit den Größen Δi_z und $\Delta\alpha_p$ verbundene stationäre Änderung $\Delta\gamma$. Es ergeben sich also unmittelbar die gesuchten Streckenparameter:

$$K_S = - \frac{\sin\alpha_{20}}{\sin\gamma_0} \left(1 + \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{I_z}{\psi} \frac{\sin(\alpha_{p0} + \frac{u_0}{2})}{\cos\epsilon_0} (X_q - X_q'') \right), \quad (4.21)$$

$$K_{Sz} = - \frac{2X''}{\sqrt{3}\psi \sin\gamma_0} + \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{1}{\psi} \frac{\sin\alpha_{20}}{\sin\gamma_0} \frac{\cos(\alpha_{p0} + \frac{u_0}{2})}{\cos\epsilon_0} (X_q - X_q''). \quad (4.22)$$

Diese Beiwerte sind in Bild 4.5 und 4.6 dargestellt. Dabei wurden wiederum die bei Betriebsart 2 auftretenden Betriebspunkte zugrunde gelegt. Zusätzlich sind gestrichelt die früher (für $\Delta\psi = 0$ und $\Delta\epsilon = 0$) berechneten Beiwerte eingezeichnet. Für die Beiwerte ergeben sich prinzipiell höhere Werte als früher. Die gesamte, sich stationär einstellende Änderung $\Delta\gamma$ besteht folglich aus zwei Anteilen: der erste Anteil tritt nach einer Anregung durch $\Delta\alpha_p$ oder Δi_z momentan (bzw. verzögert durch Stromrichtertotzeiten)

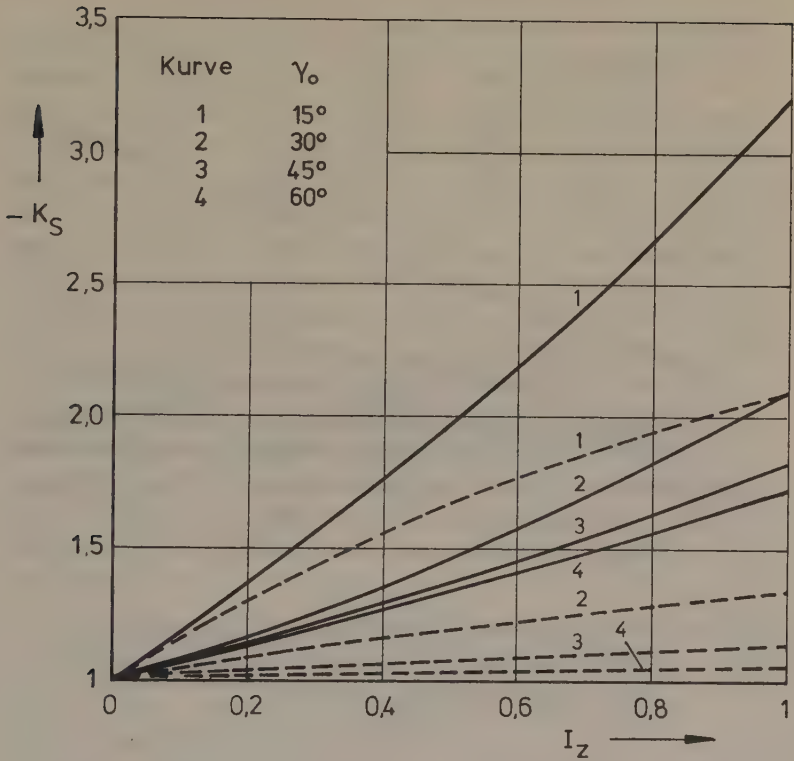


Bild 4.5 Stell-Übertragungsbeiwert K_S bei konstantem Fluß (gestrichelt: Werte für subtransienten Betrieb bzw. Spannungstaktung)

auf. Dieser Anteil ist der Änderung bei subtransientem Betrieb gleich. Der zweite Anteil ergibt sich aufgrund des sich ändernden Feldwinkels und ist in den Bildern 4.5 und 4.6 aus den horizontalen Abständen einander entsprechender Kennlinien ablesbar. Der zeitliche Verlauf dieses zweiten Anteils richtet sich nach der in der q -Achse wirksamen Zeitkonstanten; dies ist die subtran-

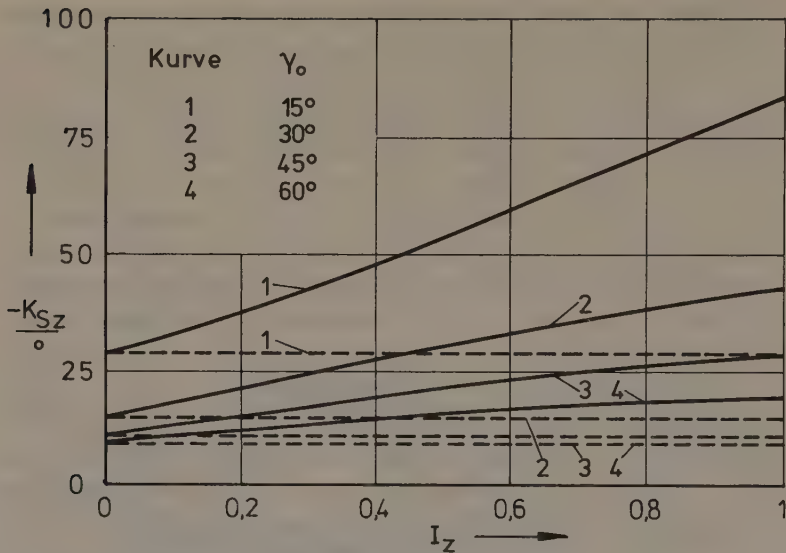


Bild 4.6 Stör-Übertragungsbeiwert K_{Sz} bei konstantem Fluß (gestrichelt: Werte für subtransienten Betrieb bzw. Spannungstaktung)

siente Leerlaufzeitkonstante T_{q0}'' . Demnach besitzt die Strecke in diesem Fall P-PT₁-Verhalten.

Im Fall der Spannungstaktung ist in der dann verwendeten Stellgröße (Steuerwinkel α_2) der Feldwinkel ϵ bereits enthalten. Aus diesem Grunde gelten bei der hier betrachteten idealen Flußkonstanz für die Spannungstaktung die gleichen Streckenbeiwerte wie in Abschnitt 4.2.1.1; sie sind in den Bildern 4.5 und 4.6 gestrichelt eingezeichnet.

4.2.1.3 Streckenbeiwerte bei eingepprägtem Erregerstrom

Während bei den in den vorangegangenen beiden Abschnitten behandelten Fällen die Ergebnisse entweder nur für zeitlich eng begrenzte Bereiche gültig sind (bei vorausgesetztem subtransienten Betrieb) oder eine hochwertige Regelung (bei angenommener Flußkonstanz) vorausgesetzt wird, soll hier nun lediglich eine Stromeinprägung im Erregerkreis angenommen werden. Eine solche Stromeinprägung kann beispielsweise vorliegen, wenn einer Flußregelung eine dynamisch gute Erregerstrom-Regelung unterlagert ist. Wird folglich statt bisher die Erregerspannung nun der Erregerstrom als Eingangsgröße des Systems betrachtet, so treten an die Stelle der bisher verwendeten Übertragungsfunktionen $X_d(s)$ und $F_{df}(s)$ neue Ausdrücke. Zur Unterscheidung der nun geltenden Funktionen von den früheren wird ein hochgestellter Stern * benutzt. Für den Reaktanz-Operator in der d-Achse bei Erregerstrom-Einprägung ergibt sich

$$X_d^*(s) = X_d \frac{1 + sT_D \frac{\sigma_d + \sigma_D + \sigma_d \sigma_D}{(1 + \sigma_d)(1 + \sigma_D)}}{1 + sT_D} \quad (4.23)$$

und für die Übertragungsfunktion

$$F_{df}^*(s) = \frac{1 + sT_D \frac{\sigma_d + \sigma_D + \sigma_d \sigma_D}{(1 + \sigma_d)(1 + \sigma_D)}}{1 + sT_D} \quad (4.24)$$

Zähler und Nenner dieser beiden Ausdrücke sind also nur noch lineare Funktionen von s . Damit erhält der Reaktanz-Operator der d-Achse einen prinzipiell ähnlichen Aufbau wie der für die q-Achse. Um die weitere Rechnung in diesem Abschnitt zu vereinfachen, wird für die beiden läuferfesten Achsen eine vollständige Symmetrie in elektrischer und magnetischer Hinsicht angenommen. Sie bedeutet, daß für beide Achsen gleiche Reaktanzwerte

$$X_d = X_q, \quad X_{dh} = X_{qh}, \quad X_d'' = X_q''$$

und gleiche Zeitkonstanten der Dämpferkreise

$$T_D = T_Q$$

auftreten. Diese weitgehenden Symmetrie-Forderungen werden jedoch wiederum nur für die Abweichungen von einem Ruhebetriebspunkt gestellt, während der Betriebspunkt selbst wie bisher aus dem vollständigen Gleichungssystem berechnet wird, für das keinerlei Bedingungen hinsichtlich der Symmetrie gestellt wurden.

Im Gegensatz zu den beiden früheren Fällen sind jetzt drei Eingangsgrößen des Systems zu berücksichtigen, da außer dem Wellensteuerwinkel und dem Zwischenkreisstrom auch der Erregerstrom als unabhängige Größe auftritt. Die Auflösung des Gleichungssystems führt auf die Gleichung für den Löschwinkel:

$$\Delta\gamma = F_S(s) \Delta\alpha_p + F_{Sz,1}(s) \Delta i_z + F_{Sz,2}(s) \Delta i_f.$$

Hierbei lauten die Übertragungsfunktionen im einzelnen:

$$F_S(s) = - \frac{\sin\alpha_{20}}{\sin\gamma_0} - \frac{4}{\pi} X'' \left(\frac{I_z}{\Psi} \right)^2 \frac{\cos(\alpha_{20} + \frac{u_0}{2})}{\sin\gamma_0} (X_q(s) - X_q'') - \frac{\sin\alpha_{20}}{\sin\gamma_0} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{I_z}{\Psi} \sin(\alpha_{20} + \frac{u_0}{2}) (X_q(s) - X_q''), \quad (4.25)$$

$$F_{Sz,1}(s) = - \frac{2X''}{\sqrt{3}\Psi \sin\gamma_0} - \frac{4}{\pi} X'' \frac{I_z}{(\Psi)^2} \frac{\sin(\alpha_{20} + \frac{u_0}{2})}{\sin\gamma_0} (X_q(s) - X_q'') + \frac{\sin\alpha_{20}}{\sin\gamma_0} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{1}{\Psi} \cos(\alpha_{20} + \frac{u_0}{2}) (X_q(s) - X_q''), \quad (4.26)$$

$$F_{Sz,2}(s) = \frac{2X''}{\sqrt{3}(\Psi)^2 \sin\gamma_0} \frac{I_z \cos\epsilon_0}{2} F_{df}^*(s) + \frac{\sin\alpha_{20}}{\Psi \sin\gamma_0} \frac{\sin\epsilon_0}{\sin\gamma_0} F_{df}^*(s). \quad (4.27)$$

Die ersten Summanden der Übertragungsfunktionen $F_S(s)$ und $F_{Sz,1}(s)$ stellen hierbei den Einfluß der jeweiligen Eingangsgroße dar, der über den Überlappungswinkel auf den Löschwinkel einwirkt. Die zweiten Summanden dieser Übertragungsfunktionen sowie der erste Summand der Übertragungsfunktion $F_{Sz,2}(s)$ betreffen den Einfluß, der über die Flußänderung einwirkt; der jeweils letzte Summand betrifft die Auswirkungen der Feldwinkeländerung auf den Löschwinkel. Für $s \rightarrow 0$ ergeben sich mit $X_q(s) \rightarrow X_q$ und $F_{df}(s) \rightarrow 1$ aus den Übertragungsfunktionen die gesuchten Streckenbeiwerte. Sie lauten für die Polradlagetaktung:

$$K_S = - \frac{\sin \alpha_{20}}{\sin \gamma_0} - \frac{4}{\pi} X'' \left(\frac{I_z}{\Psi} \right)^2 \frac{\cos(\alpha_{20} + \frac{u_0}{2})}{\sin \gamma_0} (X_q - X_q'') - \frac{\sin \alpha_{20}}{\sin \gamma_0} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{I_z}{\Psi} \sin(\alpha_{20} + \frac{u_0}{2}) (X_q - X_q'') , \quad (4.28)$$

$$K_{Sz,1} = - \frac{2X''}{\sqrt{3}\Psi \sin \gamma_0} - \frac{4}{\pi} X'' \frac{I_z}{(\Psi)^2} \frac{\sin(\alpha_{20} + \frac{u_0}{2})}{\sin \gamma_0} (X_q - X_q'') + \frac{\sin \alpha_{20}}{\sin \gamma_0} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{1}{\Psi} \cos(\alpha_{20} + \frac{u_0}{2}) (X_q - X_q'') , \quad (4.29)$$

$$K_{Sz,2} = \frac{2X'' I_z \cos \epsilon_0}{\sqrt{3}(\Psi)^2 \sin \gamma_0} + \frac{\sin \alpha_{20} \sin \epsilon_0}{\Psi \sin \gamma_0} . \quad (4.30)$$

Die Beiwerte für die Spannungstaktung ergeben sich daraus, indem der jeweils letzte Summand, der die Feldwinkeländerung berücksichtigt, weggelassen wird.

Stell-Übertragungsbeiwert:

Für den Betrieb mit Spannungstaktung ergeben sich Werte für den Stellübertragungsbeiwert, die betragsmäßig kleiner sind als die bisher (Abschnitt 4.2.1.1) berechneten. Die

Ursache dafür liegt in der Flußerhöhung, die mit einer Vergrößerung des Steuerwinkels verbunden ist. Dadurch entsteht eine höhere Kommutierungsspannung, die zu einem kleineren Überlappungswinkel führt. Im Bild 4.7 ist der Übersichtlichkeit halber der Verlauf des Wertes K_S nur für einen Löschwinkel von 15° gezeichnet. Für größere Löschwinkel ergeben sich betragsmäßig kleinere Werte, wobei eine prinzipielle Ähnlichkeit mit den entsprechenden Verläufen bei konstanter Flußverkettung (Bild 4.5) gilt. Bei der Polradlagetaktung tritt zusätzlich die Wirkung der Feldwinkeländerung auf.

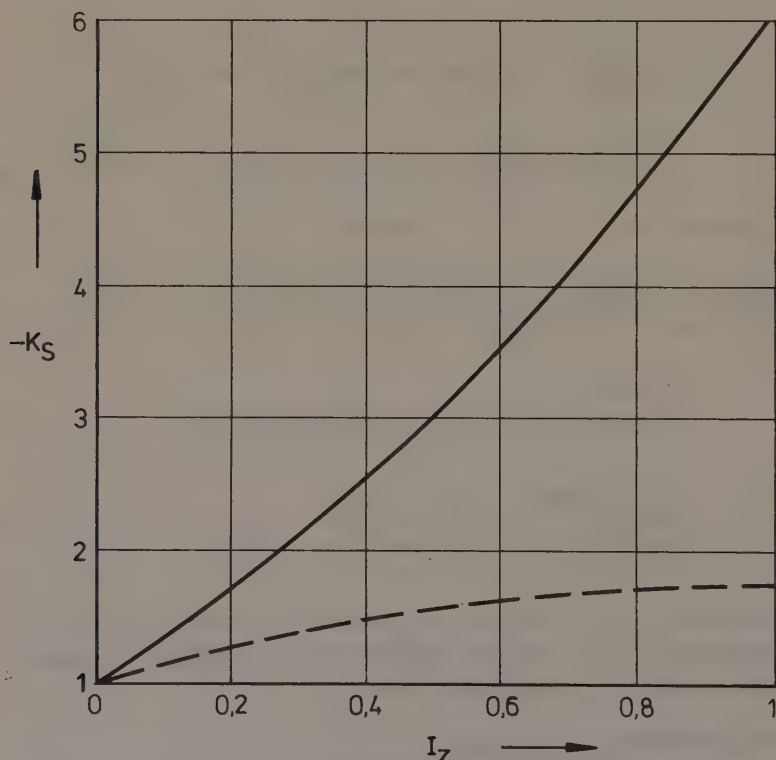


Bild 4.7 Stell-Übertragungsbeiwert K_S bei Betrieb mit eingepprägtem Erregerstrom für $\gamma_o = 15^\circ$ (gestrichelt: Spannungstaktung)

Sie gewinnt dominierende Bedeutung, da sie gemäß Gleichung (4.16.8) wie eine zusätzliche Steuerwinkeländerung in Erscheinung tritt. Der bei der Spannungstaktung deutliche Einfluß der Flußänderung ist hier bedeutungslos, da die Feldwinkeländerung noch mit dem für den subtransienten Betrieb geltenden Beiwert $\sin\alpha_{20}/\sin\gamma_0$ verstärkt wird. Daraus folgt die starke Abhängigkeit des Stellübertragungsbeiwertes vom Zwischenkreisstrom. Die ihm proportionale Ankerrückwirkung wirkt phasenschwenkend auf das resultierende Feld und damit auf die Kommutierungsspannung. Diese Phasenschwenkung ist umso ausgeprägter, je größer der Löschwinkel ist. Da jedoch der zwischen Steuerwinkel und Löschwinkel geltende Verstärkungsfaktor mit steigendem Löschwinkel sinkt, stehen sich hier zwei einander entgegengewirkende Effekte gegenüber. Daher sind die Werte von K_S für andere Löschwinkel nicht wesentlich unterschieden von den in Bild 4.7 gezeigten.

Stör-Übertragungsbeiwerte:

Die Stör-Übertragungsbeiwerte zeigen allgemein einen mit dem Zwischenkreisstrom betragsmäßig steigenden Verlauf. Dabei sind die Werte für die Polradlagetaktung immer größer als die für Spannungstaktung und ändern sich auch im betrachteten Bereich des Zwischenkreisstromes relativ stärker. Die Beiwerte $K_{Sz,1}$ (Bild 4.8) für Spannungstaktung nehmen dabei für $I_z = 0$ die Werte an, die auch dem Bild 4.4 für den subtransienten Betrieb bei den gleichen Löschwinkeln entnommen werden können. Die Differenz zu den entsprechenden Werten für die Polradlagetaktung stammt von der mit einer Stromänderung Δi_z einhergehenden Winkeländerung $\Delta\epsilon$.

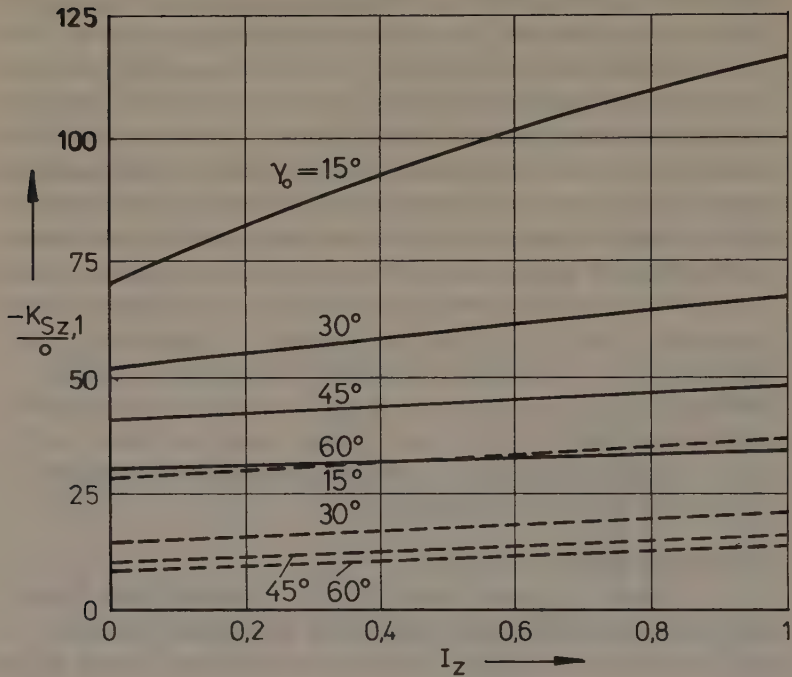


Bild 4.8 Stör-Übertragungsbeiwert $K_{Sz,1}$ bei Betrieb mit eingepprägtem Erregerstrom (gestrichelt: Spannungstaktung)

Der Stör-Übertragungsbeiwert $K_{Sz,2}$, der die Erregerstrom-änderung betrifft, besitzt im Gegensatz zu allen anderen bisher betrachteten Streckenbeiwerten, positives Vorzeichen; das bedeutet, daß mit einer Erhöhung des Erregerstromes eine Vergrößerung des Löschwinkels verbunden ist. Der Erregerstrom beeinflusst Höhe und Phasenlage der Kommutierungsspannung. Aus dem vertikalen Abstand entsprechender Verläufe dieses Beiwertes für Polradlagetaktung und Spannungstaktung (Bild 4.9) ist zu sehen, daß beiden Ein-

flüssen im Hinblick auf den Löschwinkel etwa die gleiche Bedeutung zukommt.

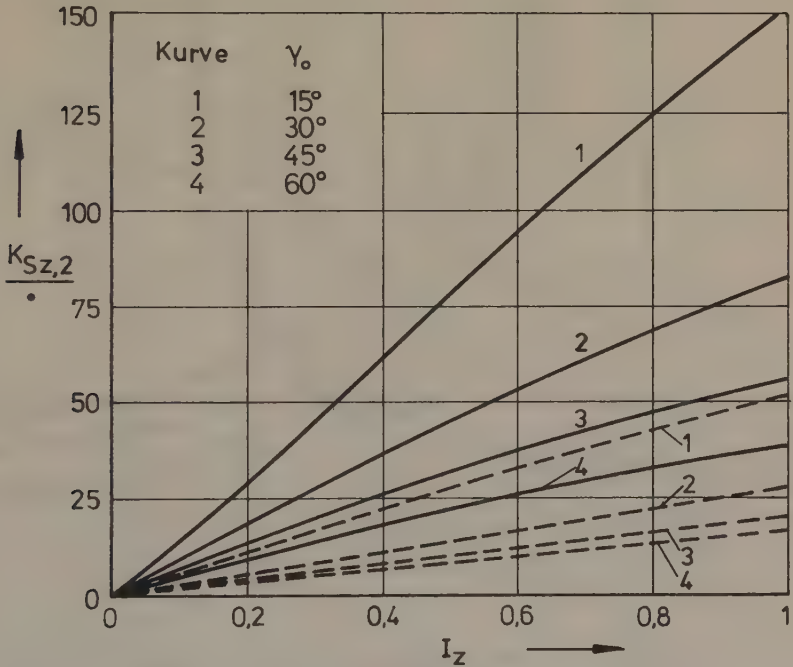


Bild 4.9 Stör-Übertragungsbeiwert $K_{Sz,2}$ bei Betrieb mit eingprägtem Erregerstrom (gestrichelt: Spannungstaktung)

Während die Abhängigkeit der einzelnen Streckenbeiwerte vom Zwischenkreisstrom für die verschiedenen betrachteten Fälle sehr unterschiedlich ist, weisen die Streckenbeiwerte als Funktionen des Löschwinkels γ_0 Verläufe auf, die sich für die einzelnen betrachteten Fälle ähneln. Dabei ist für den Bereich kleiner Löschwinkel der angenähert hyperbolische Verlauf typisch (Bild 4.10 und 4.11). Für $\gamma_0 \rightarrow 0$ streben alle Kurven gegen ∞ , was durch die je-

weils im Nenner der Beiwerte auftretende Funktion $\sin \gamma_0$ bedingt ist.

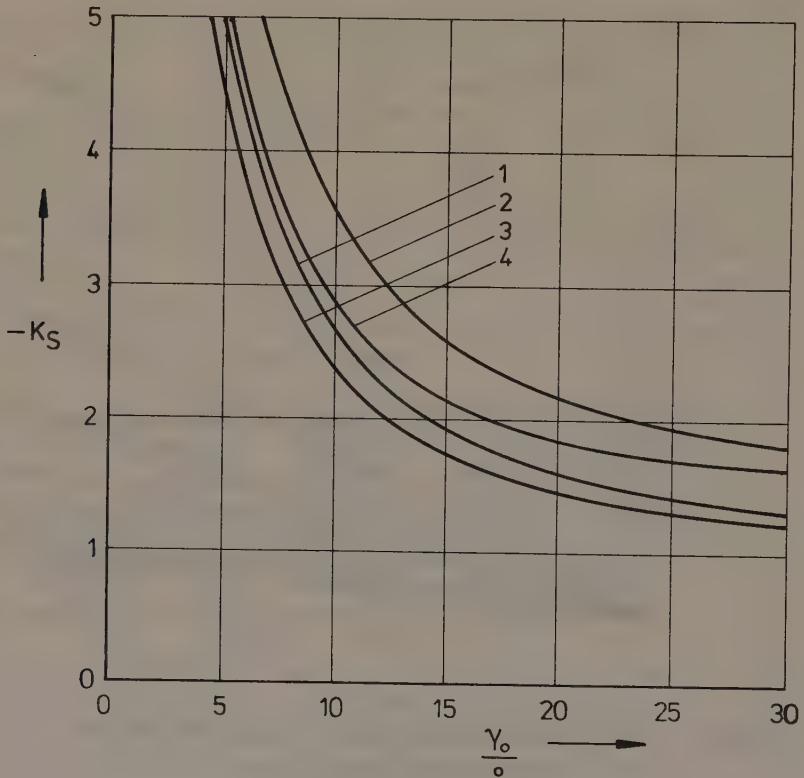


Bild 4.10 Stell-Übertragungsbeiwert K_S ($I_z = 0,75$)

Kurve

- 1 subtransienter Betrieb
- 2 ideale Flußregelung
- 3 eingprägter Erregerstrom, Spannungstaktung
- 4 eingprägter Erregerstrom, Polradlagetaktung

Für größere Löschwinkel streben die Stell-Übertragungsbeiwerte für diejenigen Fälle gegen -1 , bei denen der spannungsgetaktete Betrieb vorliegt oder bei denen voraussetzungsgemäß kein Unterschied zwischen Polradlagetaktung

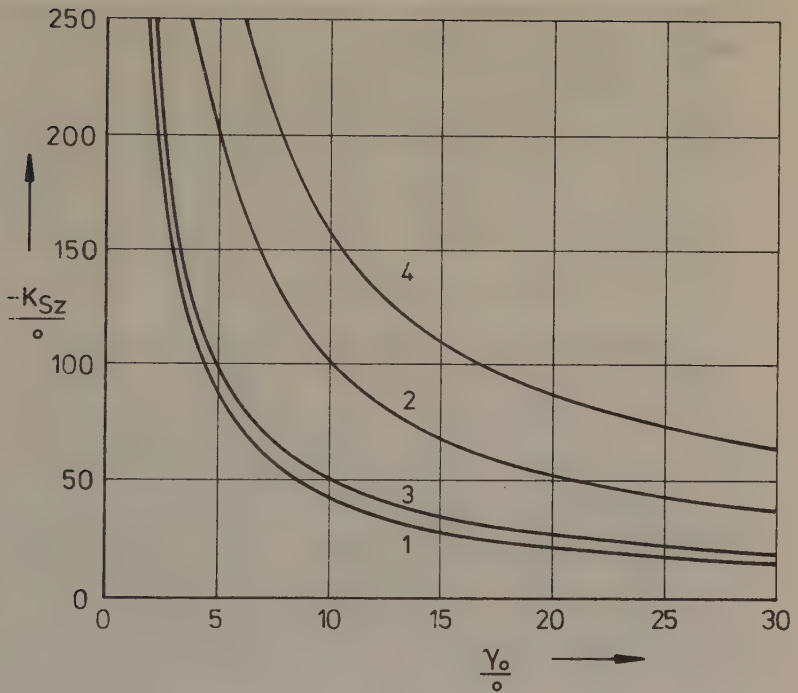


Bild 4.11 Stör-Übertragungsbeiwert K_{Sz} ($I_z = 0,75$)

Kurve

- 1 subtransienter Betrieb
- 2 ideale Flußregelung
- 3 eingprägter Erregerstrom, Spannungstaktung
- 4 eingprägter Erregerstrom, Polradlagetaktung K_{Sz}

und Spannungstaktung herrscht (Kurve 1 und 3 in Bild 4.10). Bei den Stör-Übertragungsbeiwerten gelten für den subtransienten Betrieb die betragsmäßig kleinsten (im Hinblick auf die Regelung günstigsten), für die Polradlagetaktung bei Betrieb mit eingprägtem Erregerstrom die betragsmäßig größten (ungünstigsten) Werte (Bild 4.11).

Unter dem Gesichtspunkt, daß eine Regelung Störgrößenein-

flüssen entgegenwirken soll und ein dynamisch günstiges Führungs- und Störverhalten aufweisen soll, ist ein diesen Forderungen entsprechender Regler dann am besten zu dimensionieren, wenn die Störübertragungsbeiwerte möglichst klein sind und wenn die Stell-Übertragungsbeiwerte möglichst gut durch Konstanten angenähert werden können. Dafür bietet der spannungsgetaktete Betrieb des Stromrichtermotors bessere Voraussetzungen als der polradlageorientierte Betrieb, da hierbei durch die Wahl des Steuerwinkels als Stellgröße die Störgröße Feldwinkel eliminiert ist.

Diese unterschiedlichen Kennwerte wirken sich jedoch nicht momentan nach einer Anregung des Systems aus. Die Verhältnisse im unmittelbaren Anschluß an eine Anregung werden vielmehr unabhängig von den einzelnen Betriebsvarianten zunächst von den Größen des Wechselrichters bei Konstanz der Läuferflußverkettungen des Synchronmotors bestimmt. Damit gelten zunächst die Kennwerte für den subtransienten Betrieb. Erst im weiteren Verlauf schwingen die einzelnen magnetischen Flüsse des Synchronmotors auf ihre neuen stationären Werte ein. Für diese stationären Änderungen gelten nun die für die einzelnen Betriebsvarianten (Polradlage-taktung und Spannungstaktung) unterschiedlichen Streckenkennwerte. In welchem Maße dieser sich anschließende Ausgleichsvorgang der Feldbildung die Dynamik der Strecke bestimmt, hängt von der Größe der für die Feldbildung maßgebenden Zeitkonstanten ab. Für den Betrieb mit eingepprägtem Erregerstrom ist dies die subtransiente Leerlaufzeitkonstante. Sie ist in der Relation zu der Pulsperiodendauer des Wechselrichters zu sehen. Die frequenzmäßige Entkopplung der Vorgänge im Wechselrichter von den Vorgängen der Feldbildung im Synchronmotor ist daher um so ausgeprägter, je höher die Drehzahl des Motors und folglich die Pulsfrequenz des Wechselrichters ist.

4.2.2 Zeitverhalten des Wechselrichters

Das Zeitverhalten des Wechselrichters wurde bisher nicht betrachtet. In den Übertragungsfunktionen der Abschnitte 4.2.1.2 und 4.2.1.3 war lediglich das Zeitverhalten der Ständerflußverkettungen des Synchronmotors in Form der Reaktanz-Operatoren $X_d(s)$ und $X_q(s)$ und der Übertragungsfunktion $F_{df}(s)$ enthalten. Der Wechselrichter selbst zeichnet sich als Regelstrecke durch zwei markante Zeitpunkte (Bild 4.2) aus:

Im Zeitpunkt t_1 tritt der positive Nulldurchgang der Ventilspannung auf; gleichzeitig steht bei Annahme eines verzögerungsfrei arbeitenden Meßgebers der neue Wert der Regelgröße zur Verfügung. Arbeitet der Abtastregler ebenfalls verzögerungsfrei, so steht in diesem Augenblick auch die neue Stellgröße am Eingang des Steuersatzes an. Sie wird jedoch nicht in diesem Zeitpunkt unmittelbar wirksam, sondern erst in dem Augenblick, in dem die Zündung des nächsten Ventils erfolgt. Dies ist zum Zeitpunkt t_2 der Fall. Dieser Zeitpunkt und damit auch die Zeit zwischen dem Auftreten der neuen Stellgröße und ihrem Einwirken auf die Strecke ist selbst eine Funktion der Stellgröße:

$$T_{12} = t_2 - t_1 = \frac{\frac{\pi}{3} - (u + \gamma)}{n \omega_N} = \frac{\alpha_2 - \frac{2\pi}{3}}{n \omega_N}, \quad \alpha_2 \geq \frac{2\pi}{3} \quad (4.31)$$

(Diese Formel gilt deshalb nur für den angegebenen Bereich des Steuerwinkels, weil sich die paarweise Zuordnung der Ventile ändert, für die t_1 (Löschwinkel) und t_2 (Zündung) markante Zeitpunkte darstellen). Betrachtet man, in welchem Bereich sich der Steuerwinkel bei der Betriebsart 2 lastungsabhängig ändert (Bild 3.15), so ergibt sich eine umso geringere Lastabhängigkeit der Zeit T_{12} je kleiner der betrachtete Löschwinkel ist. Der größte Wert von T_{12} tritt für den Leerlauf auf und ist der um die Schonzeit verringerten Pulsperiodendauer gleich.

Der Minimalwert ergibt sich bei dem betrachteten Maximalstrom und ist von der Summe aus Löschwinkel und Überlappungswinkel abhängig. Für die berechneten Zahlenbeispiele ergibt sich als Verhältnis zwischen Maximal- und Minimalwert von T_{12} etwa der Faktor 2 (für einen Löschwinkel von 15°). Einen noch größeren Einfluß auf T_{12} nimmt die Drehzahl. Wird der gesamte für Lastkommutierung mögliche Drehzahlbereich zugrunde gelegt, so folgt daraus für die Zeit T_{12} der gleiche Faktor wie für die Pulsperiodendauer, also ein Wert zwischen 10 und 20.

Änderungen ähnlicher Größe unterliegt auch die Zeit zwischen der Zündung eines Ventils (t_2), dem Stelleingriff, und dem Erscheinen des neuen Wertes der Regelgröße beim positiven Nulldurchgang der Ventilspannung (t_1)

$$T_{21} = \frac{u + \gamma}{n \omega_N} \quad (4.32)$$

Die Summe aus diesen beiden Zeiten (T_{12} und T_{21}) ergibt die Dauer der Pulsperiode. Wird die Stellgröße in Form einer Stufenfunktion vorgegeben, wie es beim Einsatz eines Abtastreglers geschieht, so ist die zeitliche Lage der streckeninternen Abtastung im Zeitpunkt t_2 innerhalb einer Pulsperiode ohne Bedeutung für die Reglerdimensionierung. Das gleiche gilt auch für die drehzahlabhängige Dauer der Pulsperiode.

4.2.3 Netzfrequente Störgrößen

Die Einflüsse, die der Zwischenkreisstrom auf die Löschwinkelregelstrecke ausübt, wurden bisher unter der Annahme betrachtet, daß dieser ideal geglättet sei. Es ergaben sich daraufhin Beziehungen zwischen den stromrichtertypischen Größen wie Steuerwinkel, Überlappungswinkel und Löschwinkel. Für den Synchronmotor wurde darüberhinaus nur die Grundschwingung des Ständerstromes berücksichtigt, die sich ebenfalls bei konstantem Zwischenkreisstrom ergibt. Bei ausgeführten Antrieben treten jedoch infolge der endlichen Größe

der Glättungsinduktivität Oberschwingungen im Zwischenkreisstrom auf. Ihre Frequenzen ergeben sich allgemein aus der Netzfrequenz bzw. der Ständerfrequenz des Synchronmotors und der Pulszahl der jeweiligen Stromrichterschaltung. Für die hier betrachteten Drehstrom-Brückenschaltungen ist die Pulszahl 6. Die Frequenzen der Oberschwingungen sind damit für den netzseitigen Stromrichter (Gleichrichter)

$$f_{N,v} = 6 f_N v \quad \text{mit} \quad v = 1, 2, 3, \dots$$

und für den motorseitigen Stromrichter (Wechselrichter)

$$f_{M,v} = 6 f_M v \quad \text{mit} \quad v = 1, 2, 3, \dots,$$

wobei die Ständerfrequenz f_M der Drehzahl proportional ist. Bei diesen Oberschwingungen handelt es sich ursprünglich um Oberschwingungen der Zwischenkreisspannungen. Sie erzeugen wegen der endlichen Größe der Glättungsinduktivität ihnen gleichfrequente Oberschwingungen des Zwischenkreisstromes. Die Auswirkungen dieser Oberschwingungen auf den Betrieb des Wechselrichters und hier besonders auf den Löschwinkel sollen weiterhin untersucht werden. Dabei soll der stationäre Betrieb im Vordergrund stehen. Die Läuferflußverkettungen des Synchronmotors seien dabei als konstant anzusehen, so daß die Spannungen hinter den subtransienten Reaktanzen als eingeprägt gelten können. Als Kommutierungsreaktanzen treten die konstanten Werte X'' (Bild 4.12) auf.

Diejenigen Oberschwingungsanteile des Zwischenkreisstromes, die durch den Oberschwingungsgehalt der motorseitigen Zwischenkreisspannung bedingt sind, beeinflussen die mit Pulsfrequenz auftretenden Wechselrichtergrößen (Überlappungswinkel, Löschwinkel) mit der Frequenz null. Gegenüber der Betrachtung unter der Annahme eines ideal geglätteten Gleichstromes ergibt sich daraus ein geänderter Wert des Steuerwinkels, für den der Löschwinkel eine geforderte Größe annimmt. Für die Löschwinkelregelung ergeben sich daraus jedoch keine wesentlichen neuen Gesichtspunkte. Aus diesem Grunde wird den Auswirkungen dieser Oberschwingungsanteile nicht weiter nachgegangen.

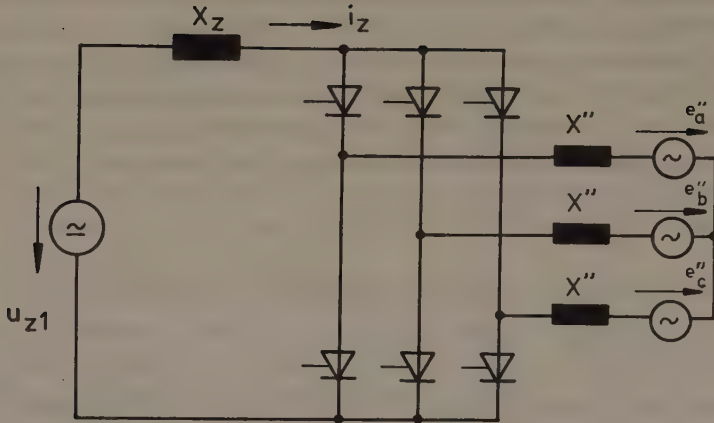


Bild 4.12 Ersatzschaltbild für die Betrachtung der Stromüberschwingungen

Die vom Netzstromrichter verursachten Überschwingungsanteile des Zwischenkreisstromes wirken auf den Löschwinkel der Ventile des Wechselrichters auf zwei unterschiedliche Arten ein: einerseits durch Spannungen der gleichen Frequenz, die sie an den Kommutierungsreaktanzen hervorrufen, und andererseits unmittelbar durch Beeinflussung des zu kommutierenden Stromes. Diese beiden Effekte werden nun weiter behandelt.

1. Beeinflussung der Ventilspannung:

Die zu betrachtenden Überschwingungsströme verursachen ihnen entsprechende Spannungen an allen Reaktanzen, die sie durchfließen. Dies sind die Reaktanz der Zwischenkreisdrossel und die subtransienten Reaktanzen des Synchronmotors. Die an den subtransienten Reaktanzen auftretenden Überschwingungsspannungen addieren sich zu den als eingepreist angenommenen subtransienten Spannungen, die in den Ständersträngen rotatorisch aufgrund der konstanten Läu-

ferflußverkettungen induziert werden. Daher treten diese Oberschwingungsspannungen auch in den Ventilspannungen auf. Sie führen dort zu Verschiebungen des positiven Spannungsnulldurchgangs und damit zu entsprechenden Änderungen des Löschwinkels (Bild 4.13). Die Größe dieser Löschwinkeländerungen hängt von der Größe und Form der überlagerten Oberschwingungsspannung, der Höhe der subtransienten Spannung und dem zeitlichen Zusammentreffen von unbeeinflusstem Spannungsnulldurchgang und überlagelter Spannung ab.



Bild 4.13 Ventilspannung mit überlagerten netzpulsfrequenten Anteilen (Kommutierungseffekte wurden vernachlässigt)

quantitative Abschätzung:

Um eine quantitative Abschätzung darüber zu erhalten, welchen Änderungen der Löschwinkel unterworfen ist, wird von der unbeeinflussten Ventilspannung ausgegangen. Sie ist der verketteten subtransienten Spannung gleich. Bezüglich ihrer Phasenlage wird für sie der Ansatz

$$u_T = \sqrt{3} n_0 \psi'' \sin(n_0 t) \quad (4.33)$$

gemacht. In der hier interessierenden Umgebung um den positiven Nulldurchgang werde sie genügend genau durch die Gerade

$$u_T = \sqrt{3} n_0^2 \psi'' t \quad (4.34)$$

beschrieben. Um die Höhe der sich überlagernden Oberschwingungsspannungen zu ermitteln, muß die Aussteuerung des netzseitigen Stromrichters näherungsweise bestimmt werden. Für sie ist die Höhe der Zwischenkreisspannung ausschlaggebend. Unter Vernachlässigung aller ohmschen Spannungsabfälle und induktiven Gleichspannungsänderungen gilt:

$$U_{z2} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} n_o \psi'' \cos \gamma_o, \quad (4.35)$$

$$U_{z1} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{E}_1 \cos \alpha_{10} \quad \text{und} \quad (4.36)$$

$$U_{z1} = U_{z2} \quad (4.37)$$

Der zeitliche Verlauf der netzseitigen Zwischenkreisspannung wird durch die Summe aus dem Gleichanteil U_{z1} und einer ihm überlagerten sägezahnförmigen Spannung u_v angenähert (Bild 4.14):

Die Frequenz dieser sägezahnförmigen Spannung u_v wird gleich der Pulsfrequenz dieses Stromrichters $6 f_N$ vorgegeben; die Sprunghöhe wird so groß gewählt wie der Spannungssprung in der Ausgangsspannung dieses Stromrichters bei einem Steuerwinkel α_{10} bei vernachlässigter Kommutierung:

$$2 \hat{u}_v = \sqrt{3} \hat{E}_1 \sin \alpha_{10} \quad (4.38)$$

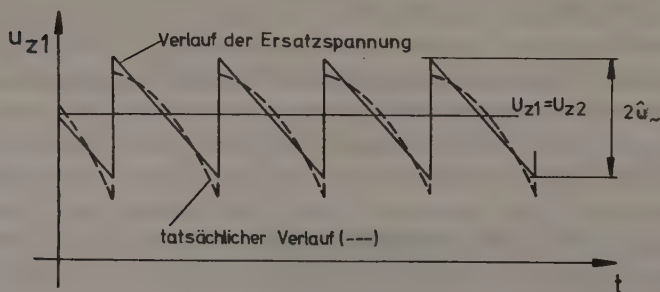


Bild 4.14 Verlauf der Ersatzspannung für u_{z1}

Die dem Gleichspannungsanteil überlagerte Sägezahnspannung teilt sich an den in Reihe liegenden beiden subtransienten Reaktanzen und der Reaktanz der Glättungsdrossel im Verhältnis

$$v = \frac{X''}{X_Z + 2 X''} \quad (4.39)$$

auf. Im betrachteten Bereich um den positiven Spannungsnulldurchgang bildet sich die Ventilspannung für $u_O + \gamma_O < 60^\circ$ aus der Differenz zweier Strangspannungen des Synchronmotors, wobei der eine dieser Stränge stromlos, der andere stromdurchflossen ist. Demnach überlagert sich der unbeeinflussten Ventilspannung der Oberschwingungsspannungsabfall an einer subtransienten Reaktanz. Die in der Ventilspannung auftretenden Spannungssprünge haben daher die Höhe

$$\Delta u_T = v \sqrt{3} \hat{E}_1 \sin \alpha_{10} \quad (4.40)$$

Die Größe der hieraus resultierenden Löschwinkeländerungen $\Delta \gamma$ von dem stationären Wert γ_O hängt davon ab, wann der Spannungssprung Δu_T bezogen auf den unbeeinflussten positiven Spannungsnulldurchgang auftritt. Der Maximalwert $\Delta \gamma_{\max}$ ergibt sich dann, wenn die unbeeinflusste Ventilspannung im Augenblick des Sprunges der Sägezahnspannung gerade betragsmäßig den Wert $\Delta u_T/2$ annimmt. Die dann auftretende maximale Änderung des Löschwinkels folgt durch Eliminieren der nicht interessierenden Unbekannten aus den aufgeführten Gleichungen:

$$\Delta \gamma_{\max} = \frac{1}{2} \frac{\hat{E}_1}{\psi n_O} v \sin \left(\arccos \left(\frac{\psi n_O}{E_1} \cos \gamma_O \right) \right) \quad (4.41)$$

Die numerische Auswertung dieser Näherungsformel (Bild 4.15) zeigt den dominierenden Einfluß der Drehzahl und des Glättungsaufwandes. Die Drehzahl bestimmt weitgehend die Höhe der Zwischenkreisspannung und damit über den Steuerwinkel α_{10}

den Oberschwingungsgehalt der Spannung u_{z1} . Die Größe der Glättungs-drossel bestimmt das zwischen subtransienter Reaktanz und Gesamtreaktanz bestehende Spannungsteilverhältnis v für die Oberschwingungsspannungen. Die Gültigkeit dieser Näherungsformel ist über die gemachten Voraussetzungen hinaus dadurch zu kleinen Drehzahlen hin beschränkt, daß hier die überlagerten Oberschwingungsspannungen zu zusätzlichen Spannungsnulldurchgängen der Ventilspannung führen. Dadurch entstehen mehrere Abschnitte mit negativer Ventilspannung, so daß die bisher benutzte Definition für den Löschwinkel nicht mehr sinnvoll ist.

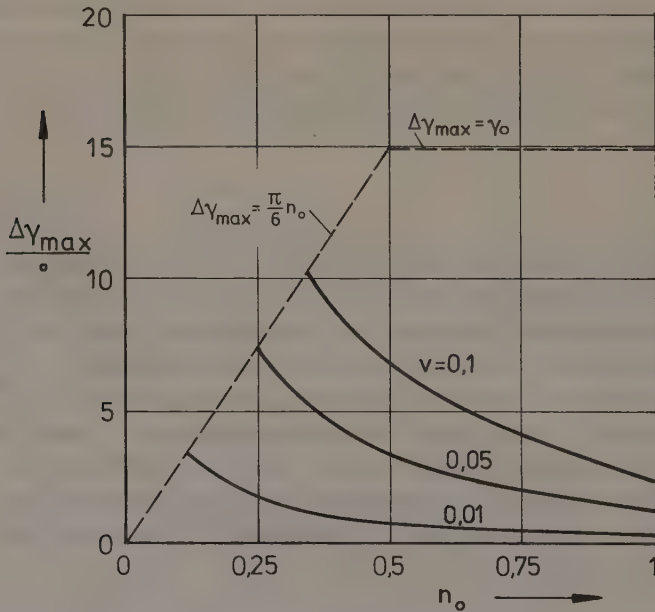


Bild 4.15 maximale Löschwinkeländerungen durch netz-pulsfrequente Anteile der Ventilspannung ($\gamma_0 = 15^\circ$)

Anregungsfrequenz:

Die Verschiebungen der Nulldurchgänge der Ventilspannungen treten periodisch auf. Ihre Frequenz hängt von dem Verhältnis der Pulsfrequenzen von Gleichrichter und Wechselrichter ab. Da der Gleichrichter an einem Drehspannungssystem konstanter Frequenz betrieben wird, ist seine Pulsperiodendauer T_p konstant. Die Pulsperiodendauer des Wechselrichters T_A (Abtastintervall) ist im stationären Betrieb ebenfalls konstant und der Drehzahl umgekehrt proportional, so daß bei der vorausgesetzten Gleichheit von Netzfrequenz und Nennfrequenz des Synchronmotors gilt:

$$T_A = \frac{1}{n_0} T_p \quad .$$

Durch die positiven Nulldurchgänge der Ventilspannungen wird die überlagerte Sägezahnspannung abgetastet. Die daraus für den Löschwinkel als Regelgröße resultierende Anregungsfrequenz $f_{p,T}$ soll nun als Funktion der Drehzahl ermittelt werden. Dazu wird zunächst die Dauer des Abtastintervalls T_A mit Hilfe der Größen p und q durch die Pulsperiodendauer T_p ausgedrückt:

$$T_A = (p + q) T_p \quad ;$$

dabei soll für p und q gelten:

$$p = 1, 2, 3, \dots \quad \text{und}$$

$$q = -0,5 \dots + 0,5 \quad .$$

Für die Periodendauer $T_{p,T}$ der gesuchten Frequenz $f_{p,T}$ ergibt sich nun

$$T_{p,T} = \frac{1}{|q|} T_A \quad \text{und daraus}$$

$$f_{p,T} = |q| f_A = \left| \frac{1}{n_0} - p \right| f_A \quad . \quad (4.42)$$

Bezogen auf die Abtastfrequenz f_A nimmt die Frequenz $f_{p,T}$ Werte zwischen null und 0,5 an (Bild 4.16). Dabei tritt die

$$\left. n_o \right|_{f_{p,Tv} = \frac{f_A}{2}} = \frac{2 \nu}{2p + 1} \quad \begin{matrix} \nu = 1, 2, 3, \dots \\ p = 1, 2, 3, \dots \end{matrix} \quad (4.44)$$

Die Anregung des Abtastregelkreises mit halber Abtastfrequenz ist also nicht ein Problem, das auf einige wenige Drehzahlen beschränkt ist, sondern das besonders bei niedrigen Drehzahlen häufig auftritt, sofern auch Oberschwingungen der Pulsfrequenz berücksichtigt werden. Daher ist ein unruhiger Verlauf der Regelgröße bereits im stationären Betrieb und bei konstanter Stellgröße zu erwarten.

2. Beeinflussung des Überlappungswinkels

Der netzpulsfrequente Anteil des Zwischenkreisstromes wirkt nicht nur über den Ventilspannungsverlauf auf den Löschwinkel ein, sondern auch über den Überlappungswinkel. Seine Größe wird von der Größe des zu kommutierenden Stromes bestimmt. Ist dieser Strom nicht konstant, so hängt die Größe des Überlappungswinkels von der Höhe des Stromes am Ende der Kommutierung ab. Auch hier erfolgt eine Abtastung der Störgröße, so daß die gleichen Verläufe der Anregungsfrequenz über der Drehzahl gelten wie unter 1. Für die maximalen Löschwinkeländerungen sind auch die gleichen Parameter maßgebend: Drehzahl und Glättungsaufwand. Die auftretenden Maximalwerte $\Delta y_{\max}$ sind jedoch kleiner als die unter 1. ermittelten und werden hier nicht weiter im einzelnen diskutiert. Als ungünstigster Fall des Störgrößenverlaufs für die Löschwinkel-Regelstrecke ist jedoch die Summe aus beiden Löschwinkelschwankungen zu betrachten.

4.3 Reglerentwurf

Der Reglerentwurf wird auf der Grundlage des subtransienten Betriebes des Synchronmotors vorgenommen. Da damit Wellensteuerwinkeländerungen und Steuerwinkeländerungen gegenüber einem stationären Betriebspunkt voraussetzungs- gemäß einander gleich sind, gelten die Überlegungen zum

Reglerentwurf sowohl für die Polradlagetaktung als auch für die Spannungstaktung. Im letzteren Fall ist auch der Betrieb mit konstantem magnetischen Fluß (ideale Flußregelung) eingeschlossen. Der Entwurf wird zunächst für das linearisierte Streckenmodell durchgeführt. Das dynamische Verhalten des geschlossenen Löschwinkelregelkreises wird anschließend für die Regelstrecke unter Berücksichtigung ihrer nichtlinearen Eigenschaften kontrolliert. Zum Abschluß wird dann das Verhalten des Regelkreises betrachtet, wenn die Parameter des Reglers nicht konstant sind, sondern im Sinne einer gesteuerten Adaption vorgegeben werden.

Einteilung in Abtastintervalle:

Der Abtastregelkreis (Bild 4.17) ist nur zu den diskreten Zeiten

$$t = k T_A \quad \text{mit} \quad k = 1, 2, 3, \dots$$

geschlossen, die durch die positiven Nulldurchgänge der Ventilspannungen bestimmt sind. Die in diesen Zeitpunkten auftretenden Werte der im Regelkreis vorhandenen Größen werden mit dem Index k gekennzeichnet. Das Abtastintervall k erstreckt sich von diesem Abtastzeitpunkt bis zum folgenden Abtastzeitpunkt, den es jedoch nicht einschließt. Von dem Abtastregler wird ebenso wie von dem Meßgeber angenommen, daß sich am Ausgang ein Halteglied befindet, das aus den diskreten Werten der Stellgröße eine Stufenfunktion bildet. Damit steht der diskrete Wert der Stellgröße für die Dauer eines Abtastintervalls zur Verfügung und bewirkt die streckeninterne Abtastung (durch Zündung des folgenden Thyristors) in dem der Stellgröße entsprechenden Zeitpunkt

$$t = k T_A + T_{12,k} \quad \text{mit} \quad T_{12,k} = f(\alpha_{p,k})$$

Die mathematische Beschreibung der Strecke verknüpft daher die Regelgröße im betrachteten Abtastzeitpunkt mit der Stellgröße (und den Störgrößen) im vorhergehenden Abtastzeitpunkt

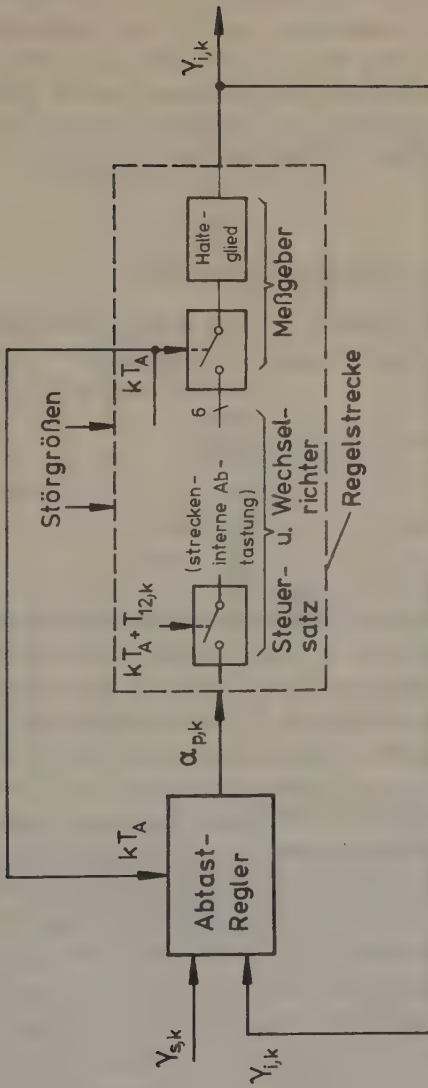


Bild 4.17 Prinzipschaltbild des Löschwinkelregelkreises mit Kennzeichnung der einzelnen Abtastzeitpunkte

(bzw. im vorhergehenden Abtastintervall). Im Gegensatz dazu wird für den Regler angenommen, daß für die Berechnung der Ausgangsgröße gemäß des Regelalgorithmus nur eine vernachlässigbare Zeit beansprucht wird. Daher werden die diskreten Werte der Stellgröße den diskreten Werten der Eingangsgrößen des Reglers in den gleichen Abtastzeitpunkten zugeordnet.

4.3.1 Entwurf für die linearisierte Strecke

Die Strecke besitzt in diesem Fall zwei vom Betriebspunkt abhängige, jedoch konstant angenommene Beiwerte:

$$\text{Stell-Übertragungsbeiwert } K_S = - \frac{\sin \alpha_{20}}{\sin \gamma_0} , \quad (4.18)$$

$$\text{Stör-Übertragungsbeiwert } K_{Sz} = - \frac{2 X''}{\sqrt{3} \Psi \sin \gamma_0} .$$

Im Sinne eines Abtastsystems besitzt die Strecke P-Verhalten ohne weiteres Zeitverhalten. In die Beschreibung der Strecke durch eine Differenzengleichung geht nur die Zugehörigkeit der einzelnen diskreten Werte von Eingangsgrößen und Ausgangsgröße zu verschiedenen Abtastintervallen ein. Für die Stellgröße ($\Delta \alpha_p$) wurde dies bereits erörtert. Für die Störgröße (Δi_z) gilt sinngemäß das gleiche. Sie beeinflusst in der gewählten Streckenbeschreibung die Regelgröße $\Delta \gamma_i$ nur über den Überlappungswinkel. Ihr unmittelbarer Einfluß erfolgt selbstverständlich immer vor dem Abtastzeitpunkt $k T_A$; auf den diskreten Wert $\Delta \gamma_{i,k}$ wirkt folglich die diskrete Störgröße des vorhergehenden Abtastintervalles $\Delta i_{z,k-1}$ ein. Der gesuchte Zusammenhang zwischen den diskreten Werten lautet folglich:

$$\Delta \gamma_{i,k} = K_S \Delta \alpha_{p,k-1} + K_{Sz} \Delta i_{z,k-1} . \quad (4.45)$$

Unterwirft man die Wertefolgen $\Delta \gamma_{i,k}$, $\Delta \alpha_{p,k}$ und $\Delta i_{z,k}$ der z-Transformation /31,32,33/, so gilt für ihre z-Transfor-

mierten $\Delta y_i(z)$, $\Delta \alpha_p(z)$ und $\Delta i_z(z)$:

$$\Delta y_i(z) = K_S \frac{\Delta \alpha_p(z)}{z} + K_{Sz} \frac{\Delta i_z(z)}{z} . \quad (4.46)$$

Als Reglertyp wird ein I-Regler angenommen (Bild 4.18).

Seine Differenzengleichung lautet:

$$\Delta \alpha_{p,k} - \Delta \alpha_{p,k-1} = K_I (\Delta y_{s,k} - \Delta y_{i,k}) \quad (4.47)$$

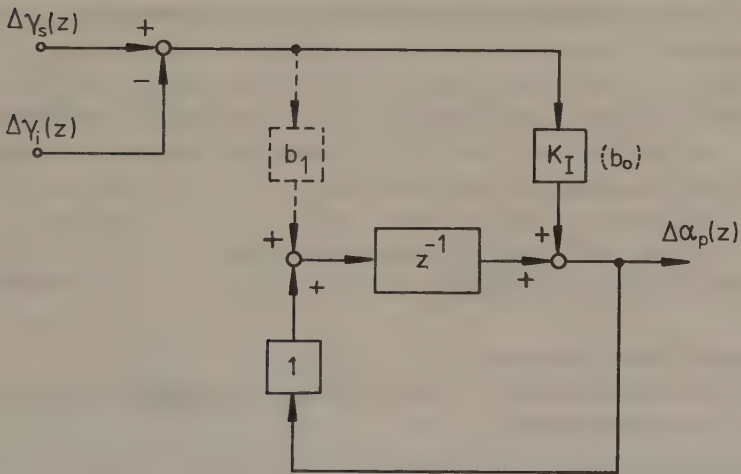


Bild 4.18 Strukturbild des I-Abtastreglers
(gestrichelt: Erweiterung für die Filterung
der Regelabweichungen)

Anmerkung:

z -Transformierte von Wertefolgen und z -Übertragungsfunktionen werden im folgenden dadurch gekennzeichnet, daß die komplexe Variable $z = e^{sT_A}$ ausdrücklich aufgeführt wird.

Für die z-Transformierten seiner Eingangs- und Ausgangsgrößen gilt

$$\Delta \alpha_P(z) = F_R(z) (\Delta \gamma_S(z) - \Delta \gamma_i(z)) \quad (4.48)$$

mit der Reglerübertragungsfunktion

$$F_R(z) = K_I \frac{z}{z-1} \quad (4.49)$$

Mit den Übertragungsfunktionen der Strecke $F_S(z) = K_S \frac{1}{z}$ und $F_{Sz}(z) = K_{Sz} \frac{1}{z}$ ergeben sich daraus für den geschlossenen Löschwinkelregelkreis die Führungs-Übertragungsfunktion

$$F_w(z) = \frac{\Delta \gamma_i(z)}{\Delta \gamma_S(z)} = \frac{K_I K_S}{z-1 + K_I K_S} \quad (4.50)$$

und die Stör-Übertragungsfunktion

$$F_z(z) = \frac{\Delta \gamma_i(z)}{\Delta i_z(z)} = \frac{K_{Sz} \frac{z-1}{z}}{z-1 + K_I K_S} \quad (4.51)$$

Sprungförmige Anregung:

Für einen sprungförmigen Verlauf einer Eingangsgröße, die die z-Transformierte

$$\left. \begin{array}{l} \Delta \gamma_S(z) \\ \Delta i_z(z) \end{array} \right\} = \frac{z}{z-1} \quad (4.52)$$

besitzt, ergibt sich für die Regelgröße

$$\Delta \gamma_i(z) = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{K_I K_S \frac{z}{z-1}}{z-1 + K_I K_S} & \text{(Führungs-Verhalten)} \end{array} \right. \quad (4.53)$$

$$\left. \begin{array}{ll} \frac{K_{Sz}}{z-1 + K_I K_S} & \text{(Stör-Verhalten)} \end{array} \right\} \quad (4.54)$$

Der ideale Abgleich des Reglers liegt vor, wenn $K_I K_S = 1$ erfüllt ist. In diesem Fall lauten die Sprungantworten:

$$\Delta y_i(z) = \frac{1}{z-1} \quad (\text{Führungsverhalten}) \quad (4.55)$$

und

$$\Delta y_i(z) = \frac{1}{z} K_{S2} \quad (\text{Störverhalten}) \quad (4.56)$$

Einem Sprung der Führungsgröße folgt also die Regelgröße mit einem Sprung gleicher Höhe im folgenden Abtastintervall (Bild 4.19a). Damit ist dann die Regeldifferenz wieder null und der Einschwingvorgang in der endlichen Zeit eines Abtastintervalles abgeschlossen. Bei einem Sprung der Störgröße ist der Ausregelvorgang ebenfalls nach einem Abtastintervall abgeschlossen und die Regeldifferenz wiederum null (Bild 4.19b).

Für den Fall $K_I K_S < 1$ nähert sich die Regelgröße nach einer e-Funktion ihrem stationären Endwert. Die Zeitkonstante dieser e-Funktion beträgt (bezogen auf die Länge des Abtastintervalls T_A):

$$\tau = - \frac{1}{\ln(1 - K_I K_S)} \quad (4.57)$$

Für $2 > K_I K_S > 1$ überlagert sich den Verläufen des Deadbeat-Verhaltens ($K_I K_S = 1$) eine Schwingung mit halber Abtastfrequenz, die mit der Zeitkonstanten

$$\tau = - \frac{1}{\ln(K_I K_S - 1)}$$

abklingt. Für $K_I K_S = 2$ befindet sich die Regelung an der Stabilitätsgrenze, die durch das Auftreten einer Dauerschwingung mit halber Abtastfrequenz charakterisiert ist. Die Stabilität des Systems ist gegeben, wenn die reelle Nullstelle seines charakteristischen Polynoms im Inneren des Einheitskreises der z-Ebene liegt. Das ist für $0 < K_I K_S < 2$ der Fall.

Weitere Testfunktionen:

Da die Löschwinkelregelung den Löschwinkel auf einen konstanten Wert regeln soll, ist in erster Linie das Störverhalten von Bedeutung. Dabei ist bei dem hier angenommenen subtransienten Betrieb hauptsächlich der Zwischenkreisstrom als Störgröße von Bedeutung. Da im Zwischenkreis eine Drossel mit relativ hoher Induktivität vorhanden ist, treten wegen der endlichen Ausgangsspannung des Gleichrichters nur begrenzte Steilheiten des Zwischenkreisstromes auf. Daher erstreckt sich bei einer entsprechenden Drehmomentenanforderung an den Antrieb der Stromaufbau über mehrere Abtastintervalle, deren Anzahl hauptsächlich von der Drehzahl abhängt. Für die dynamische Belastung des Löschwinkelregelkreises ist bei einem Stromanstieg die Stromänderung während eines Abtastintervalles ausschlaggebend. Um das Verhalten der Regelung in diesem Fall zu untersuchen, bietet sich daher die Anregung durch einen rampenförmigen Verlauf der Störgröße Δi_z als Testfunktion an. Weiterhin wird die Anregung mit halber Abtastfrequenz betrachtet. In beiden Fällen soll auch der Einfluß von Fehlanpassung ($K_I K_S \neq 1$) qualitativ erfaßt werden, da die Reglerdimensionierung nur für einen einzigen Betriebspunkt mit $K_I K_S = 1$ vorgenommen werden kann.

Anstiegsfunktion:

Als rampenförmige Anregung wird ein Verlauf von Δi_z vorgegeben, der auf das Abtastintervall bezogen die Steigung 1 besitzt. Die zugehörige z-Transformierte lautet:

$$\Delta i_z(z) = \frac{z}{(z-1)^2} \quad (4.58)$$

Für den Istwert erhält man mit der Übertragungsfunktion (4.51) die z-Transformierte

$$\Delta y_i(z) = K_{Sz} \frac{1}{z-1+K_I K_S} \quad (4.59)$$

Bei idealem Abgleich des Reglers ($K_I K_S = 1$) erhält man daraus

$$\Delta \gamma_i(z) = K_{Sz} \frac{1}{z} \frac{1}{z-1} \quad (4.60)$$

Das ist der um zwei Abtastintervalle nach rechts verschobene Sprung der Höhe K_{Sz} (Bild 4.19c). Die Verschiebung um ein Abtastintervall entsteht dabei durch die Festlegung der Grenzen der einzelnen Abtastintervalle. Die Verschiebung um ein weiteres Abtastintervall kommt dadurch zustande, daß zu Beginn des rampenförmigen Verlaufs der Wert 0 abgetastet wird.

Im allgemeinen Fall für beliebige Werte von K_I ergibt sich als bleibende Regelabweichung nach dem Endwertsatz der z-Transformation

$$\begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} \Delta \gamma_{i,k} &= \lim_{z \rightarrow 1+0} \left\{ (z-1) \Delta \gamma_i(z) \right\} \\ &= \frac{K_{Sz}}{K_I K_S} \end{aligned} \quad (4.61)$$

Um eine möglichst kleine stationäre Regelabweichung zu erzielen, müßte daher $K_I K_S$ möglichst groß gewählt werden. Dies ist jedoch wegen des damit bei sprungförmiger Anregung über die Führungsgröße verbundenen Überschwingens nur in engen Grenzen möglich, zumal zur Erzielung eines wesentlichen Effektes $K_I K_S$ wegen des hyperbolischen Zusammenhanges (4.61) stark vergrößert werden müßte. Wird jedoch $K_I K_S < 1$ gewählt, um Überschwingen auch dann zu vermeiden, wenn sich der Antrieb weit außerhalb des Betriebspunktes befindet, für den die Reglerdimensionierung vorgenommen wurde, so muß eine wesentliche Vergrößerung der bleibenden Regelabweichung in Kauf genommen werden. Der zu erwartende Maximalwert der Regelabweichung muß unter Einhaltung eines minimalen Löschwinkels der Wahl des konstanten Sollwertes zugrunde liegen.

Anregung mit halber Abtastfrequenz:

In Abschnitt 4.2.3 wurde die Anregung der Regelstrecke mit halber Abtastfrequenz erörtert. Es sollen nun die Auswirkungen auf den geschlossenen Regelkreis untersucht werden. Dazu wird eine fiktive, unmittelbar am Streckenausgang angreifende Störgröße $\Delta\gamma_z$ eingeführt, die mit halber Abtastfrequenz und der konstanten Amplitude 1 auftritt:

$$\Delta\gamma_{z,k} = (-1)^k \quad \text{für } k = 0, 1, 2, \dots$$

Die z-Transformierte dieser Impulsfolge lautet

$$\Delta\gamma_z(z) = \frac{z}{z+1} \quad .$$

Mit der Stör-Übertragungsfunktion (4.51) ergibt sich daraus mit $K_{Sz} = 1$ die z-Transformierte der gesuchten Impulsfolge des Löschwinkels:

$$\Delta\gamma_i(z) = \frac{z-1}{(z+1)(z-1+K_I K_S)} \quad (4.62)$$

Für den Fall des idealen Reglerabgleichs $K_I K_S = 1$ erhält man daraus

$$\Delta\gamma_i(z) = \frac{z-1}{z(z+1)} \quad (4.63)$$

Die Rücktransformation liefert für den stationären Zustand ($k \rightarrow \infty$) eine Dauerschwingung der halben Abtastfrequenz mit der doppelten Amplitude der Anregung (Bild 4.19d). Der Regler gibt hier aufgrund der Regelabweichung jeweils eine Stellgröße vor, die bei konstanter Störgröße in dem nächsten Abtastintervall zur Gleichheit von Sollwert und Istwert führen würde. Jedoch wirkt im nächsten Abtastintervall die Störgröße mit umgekehrtem Vorzeichen auf die Strecke ein, so daß die Wirkung der Stellgröße die der Störgröße nicht aufhebt, sondern verstärkt. Für beliebige Werte von $K_I K_S$ überlagert sich der für $K_I K_S = 1$ ermittel-

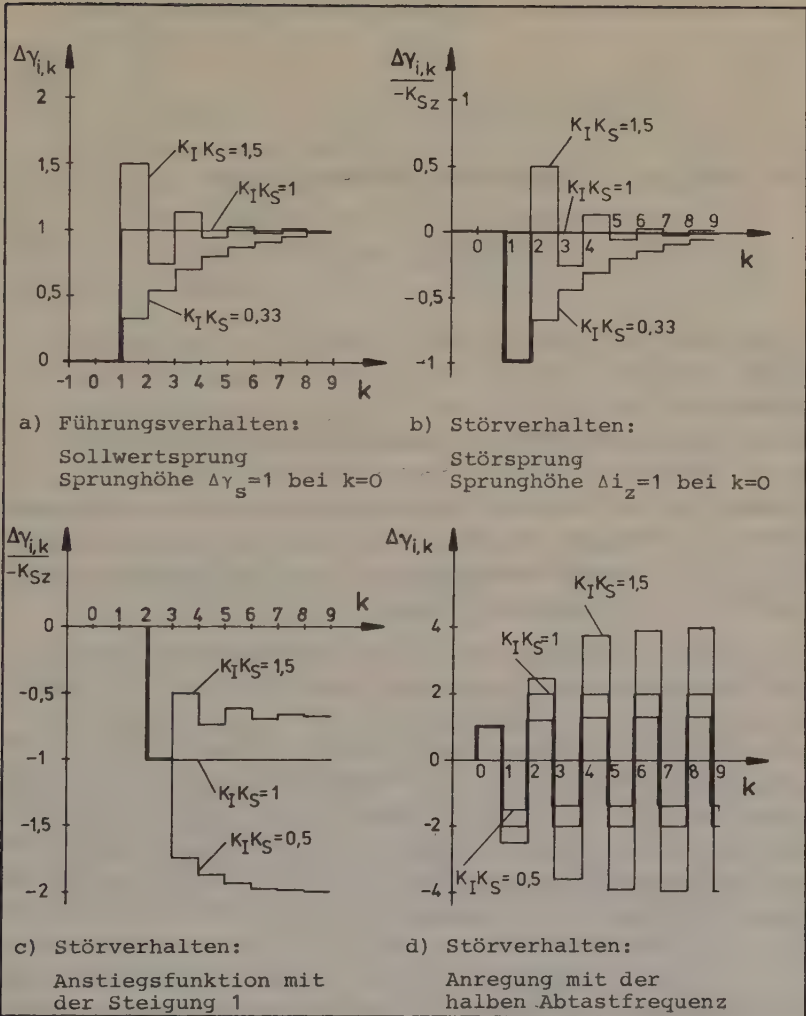


Bild 4.19 Dynamisches Verhalten des linearisierten Löschwinkelregelkreises bei unterschiedlichen Anregungen

ten Impulsfolge ein weiterer Anteil, wie sich zeigt, wenn die z-Transformierte in folgender Weise umgeformt wird:

$$\Delta \gamma_i(z) = \frac{z-1}{z(z+1)} \left(1 + \frac{1 - K_I K_S}{z + K_I K_S - 1} \right) . \quad (4.64)$$

Die Amplitude der Dauerschwingung ist hierbei

$$\frac{1}{1 - \frac{K_I K_S}{2}} . \quad (4.65)$$

Da die Amplitude schnell steigt, wenn $K_I K_S$ über dem Wert 1 liegt, scheidet diese Möglichkeit zur Verbesserung der Dynamik der Regelung und damit zur Verringerung der bleibenden Regelabweichung bei rampenförmiger Störgröße aus. Um mit Sicherheit einen zu großen Wert von $K_I K_S$ zu vermeiden, muß die Wahl der Reglerverstärkung für den Betriebspunkt mit dem maximalen Stell-Übertragungsbeiwert erfolgen: $K_I K_{Smax} = 1$. Dieser Betriebspunkt liegt für konstanten Löschwinkel bei maximalem Zwischenkreisstrom vor.

Durch eine geringfügige Erweiterung des bisher betrachteten Reglers läßt sich jedoch der Regelkreis für die halbe Abtastfrequenz vollständig sperren, so daß die Schwingung mit halber Abtastfrequenz durch den Regler nicht vergrößert wird. Das ist der Fall, wenn zur Bildung der Stellgröße außer der jeweils neuesten Regelabweichung (wie bisher) auch die des davor liegenden Abtastintervalles mit gleicher Bewertung herangezogen wird (Bild 4.18). Für den Regler gilt dann die Differenzengleichung

$$\Delta a_{p,k} = \Delta a_{p,k-1} + \underbrace{\frac{K_I}{2} (\Delta \gamma_{s,k} - \Delta \gamma_{i,k})}_{b_0} + \underbrace{\frac{K_I}{2} (\Delta \gamma_{s,k-1} - \Delta \gamma_{i,k-1})}_{b_1} \quad (4.66)$$

und die Übertragungsfunktion

$$\Delta \alpha_p(z) = \frac{K_I}{2} \frac{z+1}{z-1} (\Delta \gamma_S(z) - \Delta \gamma_I(z)) \quad . \quad (4.67)$$

Durch die hierdurch erzielte vollständige Sperrung des Regelkreises für die halbe Abtastfrequenz wird jedoch das Führungs- und Störverhalten der Regelung bei sprunghörmiger Anregung verschlechtert. Einen Kompromiß stellt die Wahl der Reglerparameter mit $b_0 > b_1$ dar. Für die Reglerübertragungsfunktion

$$F_R(z) = \frac{b_1 + b_0 z}{z - 1} \quad (4.68)$$

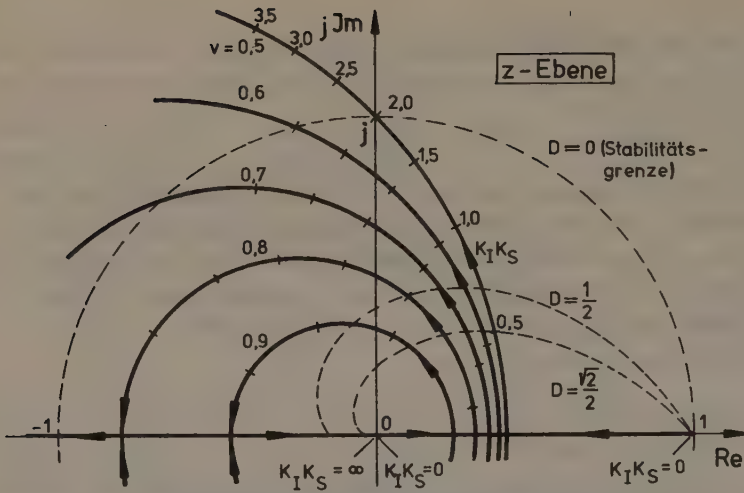
erhält man durch die Einführung des Parameters

$$v = \frac{b_0}{K_I} \quad , \quad v = 0,5 \dots 1,0 \quad (4.69)$$

und unter Beachtung von $b_0 + b_1 = K_I$

$$F_R(z) = \frac{(1-v)K_I + vK_I z}{z - 1} \quad . \quad (4.70)$$

Bei Verwendung dieses Reglers ergeben sich für die Pole des geschlossenen Regelkreises die im Bild 4.20 dargestellten Ortskurven. Für die kleineren Werte des Scharparameters v verlaufen die Ortskurven in Bereichen geringer absoluter und relativer Dämpfung innerhalb des kreisförmigen Gebietes absoluter Stabilität der z -Ebene. Für kleine Werte von $K_I K_S$ ist daher bei sprunghörmiger Anregung ein lange dauernder Ausgleichsvorgang zu erwarten, während für große Werte von $K_I K_S$ eine schwach gedämpfte Schwingung der halben Abtastfrequenz auftritt. Für größere Werte von v erhöhen sich die Dämpfungskonstanten, wobei jedoch die Unterdrückung der halben Abtastfrequenz verringert wird. Der Verlauf des Amplitudenverhältnisses von Regelgröße $\Delta \gamma_I$ und Anregung $\Delta \gamma_Z$ (Bild 4.21) zeigt je-



negativ imaginäre Halbebene:
symmetrisch zur positiv imaginären Halbebene

Bild 4.20 Wurzelortskurve des Löschwinkel-Regelkreises bei digitaler Filterung der Eingangssignale des Reglers

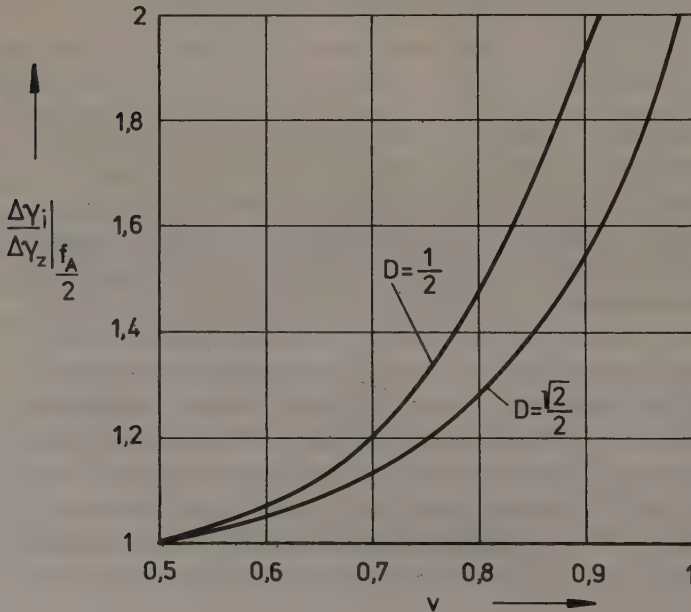


Bild 4.21 Amplitudenverhältnis $\frac{\Delta y_i}{\Delta y_z} \bigg|_{f_A/2}$

doch, daß für konstante relative Dämpfung das wesentliche Ansteigen dieses Verhältnisses im Bereich oberhalb von $v = 0,75$ auftritt. Für $v = 0,75$ und $D = \frac{\sqrt{2}}{2}$ ergibt sich andererseits ein Wurzelort, der wegen seiner Nähe zum Ursprung der z-Ebene eine ausreichende absolute Dämpfung gewährleistet. Mit dem so dimensionierten Regler ergibt sich ein besseres dynamisches Verhalten bei sprungförmiger Anregung und eine geringere bleibende Regelabweichung bei rampenförmiger Störgröße als bei Einsatz eines reinen I-Reglers, wenn dessen Beiwert K_I so gewählt wird, daß sich gemäß (4.65) die gleiche Verstärkung des Regelkreises für die halbe Abtastfrequenz ergibt.

Auswirkungen der Nichtlinearitäten der Regelstrecke:

Die bisher durchgeführte Reglerdimensionierung galt für einen durch den konstanten Stellübertragungsbeiwert K_S gekennzeichneten Betriebspunkt. Dieser war bei konstanter Flußverkettung ψ'' durch den Löschwinkel γ_0 und den Steuerwinkel α_{20} bzw. den Strom I_z gegeben. Werden die nichtlinearen Zusammenhänge der Strecke berücksichtigt, so ergibt sich bei Sollwertänderungen und Störgrößenänderungen eine Streckenverstärkung K_S , die sich im Verlauf des Ausgleichsvorganges ändert. Als Folge davon nimmt das Produkt $K_I K_S$ Werte an, die von demjenigen abweichen, für den der konstante Reglerparameter K_I bestimmt worden ist. Ein weiter Bereich der Streckenverstärkung K_S wird durchfahren, wenn der Zwischenkreisstrom von einem Minimalwert auf einen Maximalwert gesteigert wird (Bild 4.22). Für diesen Vorgang wird der Verlauf der Regelgröße ermittelt, indem aus den Gleichungen

$$\cos \gamma_{i,k} = \frac{2 X''}{\sqrt{3} \psi''} i_{z,k-1} - \cos \alpha_{2,k-1} \quad (\text{Strecke}) \quad (4.71)$$

$$\alpha_{2,k} = \alpha_{2,k-1} + K_I (\gamma_{s,k} - \gamma_{i,k}) \quad (\text{Regler}) \quad (4.72)$$

die Werte $\gamma_{i,k}$ für einen rampenförmigen Anstieg von $i_{z,k-1}$

von 0 bis 1 berechnet werden. Wird dabei die Dimensionierung von K_I gemäß $K_I K_S(i_{z,\max}) = 1$ durchgeführt, so arbeitet die Regelung zu Beginn der Anstiegsfunktion mit sehr geringer Verstärkung. Dadurch kommt es zu einem starken Absinken des Löschwinkels. Je weiter sich die Strecke mit wachsendem Zwischenkreisstrom dem Betriebspunkt nähert, für den die Reglerdimensionierung erfolgte, desto besser gelingt es dem Regler, den Löschwinkel auf den Wert zurückzuführen, der bei Betrachtung des linearen Streckenmodells für den gesamten Vorgang auftreten würde. Wird hingegen der Reglerparameter K_I gemäß $K_I K_S(i_{z,\min}) = 1$ gewählt, so überlagert sich während der Anregung durch die Anstiegsfunktion eine aufklingende Schwingung halber Abtastfrequenz.

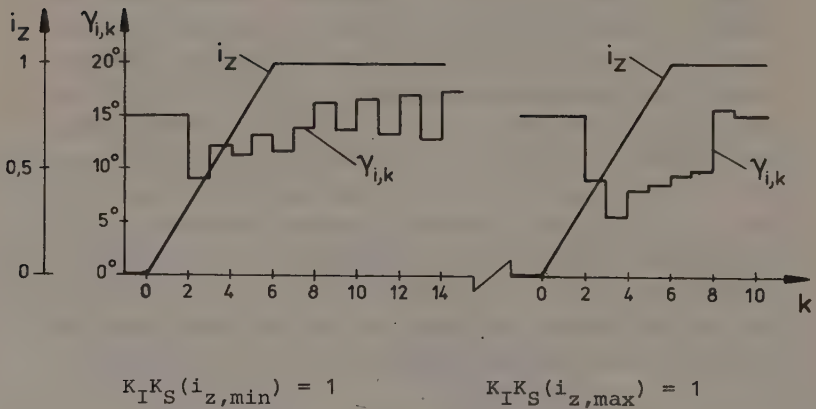


Bild 4.22 Verhalten des Regelkreises bei unterschiedlicher Wahl des Betriebspunktes für die Reglerdimensionierung

4.3.2 Adaptiver Regler

Da für den Stell-Übertragungsbeiwert K_S gemäß Gleichung (4.18) ein mathematischer Ausdruck vorliegt, besteht die Möglichkeit, den Reglerparameter K_I nicht als konstanten Wert sondern als variable Größe so einzuführen, daß das Produkt $K_I K_S$ eine gewünschte, eventuell Betriebspunktabhängige Größe besitzt. Damit liegt dann eine gesteuerte Adaption des Reglerparameters an den Stellübertragungsbeiwert vor. Von der Vielfalt möglicher Ausführungen dieser Adaption sollen im folgenden zwei Varianten betrachtet werden, die mit der Messung einer weiteren Größe als zusätzlichem Aufwand auskommen.

Variante 1:

Um den idealen Abgleich ($K_I K_S = 1$) in jedem Betriebspunkt zu erzielen, ist es naheliegend, K_I nach der folgenden Gleichung zu bilden:

$$K_I = \frac{1}{K_S} = - \frac{\sin \gamma_0}{\sin \alpha_{20}} .$$

Mit (4.15) und dem Voreilwinkel $\beta_0 = u_0 + \gamma_0$ läßt sich damit für K_I angeben:

$$K_I = - \frac{\sin \gamma_0}{\sin \beta_0} .$$

Dieser Reglerbeiwert ist dabei jeweils aus den gemessenen diskreten Werten β_k und $\gamma_{i,k}$ zu bilden. Die diskreten Werte β_k treten jeweils im gleichen Zeitpunkt auf wie $\gamma_{i,k}$. Mit dem daraus für jedes Abtastintervall berechneten Reglerparameter $K_{I,k}$ lautet die Differenzengleichung des adaptiven Reglers:

$$\alpha_{2,k} = \alpha_{2,k-1} - \underbrace{\frac{\sin \gamma_{i,k}}{\sin \beta_k}}_{K_{I,k}} (\gamma_{s,k} - \gamma_{i,k}) \quad (4.73)$$

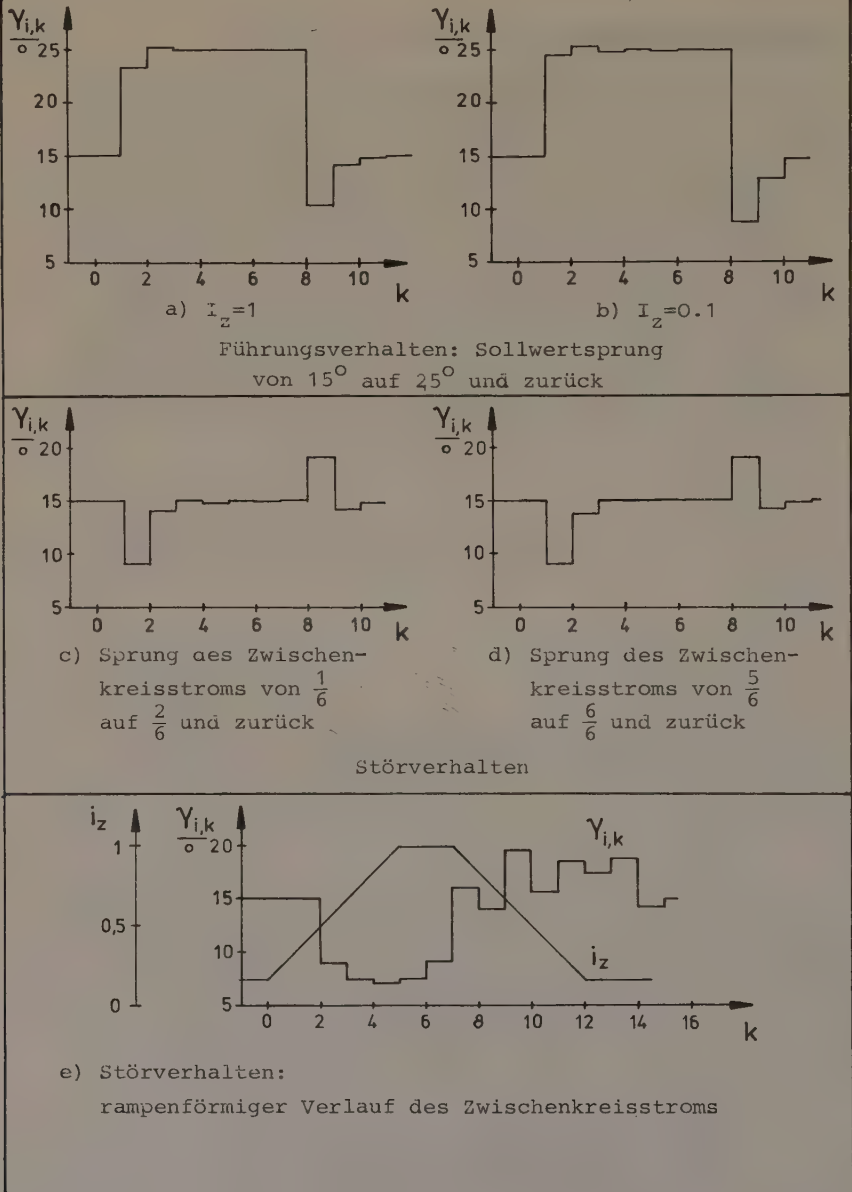


Bild 4.23 Dynamisches Verhalten des Regelkreises mit adaptivem Regler (Variante 1) bei unterschiedlichen Anregungen

Das für diesen Regler geltende Verhalten der Löschwinkelregelung zeigt das Bild 4.23 für verschiedene Anregungen. Dabei wurde bei der numerischen Auswertung außer der Differenzengleichung (4.73) für den Regler die Gleichung (4.71) für die Strecke verwendet. Als Maßstab soll bei der Beurteilung das dynamische Verhalten für das lineare Streckenmodell bei idealem Abgleich ($K_I K_S = 1$) gelten. Führungs- und Störverhalten sind weitgehend betriebspunktunabhängig. Im Führungsverhalten ist der neue stationäre Wert nach einem Sollwertsprung nach 2 bis 3 Abtastintervallen erreicht. Dabei neigt der Regelkreis bei Verkleinerung des Sollwertes zum deutlichen Überschwingen. Der Grund dafür liegt darin, daß die Regelung von einem Betriebspunkt mit geringerer zu einem Betriebspunkt mit höherer Streckenverstärkung übergeht. Die Reglerverstärkung wird indessen jeweils aus den zuletzt gemessenen Werten von Löschwinkel und Voreilwinkel bestimmt und ist damit immer dem vorausgegangenen Abtastintervall angepaßt. Daraus resultiert für die Stellgröße bei negativen Sollwertsprüngen eine zu große, bei positiven Sollwertsprüngen eine zu kleine Änderung, verglichen mit Deadbeat-Verhalten. Das gleiche gilt auch für das Störverhalten. Daher besteht nicht nur für ein Abtastintervall, sondern für mehrere eine von null verschiedene Regelabweichung. Von besonderer Bedeutung ist diese Eigenschaft, wenn eine rampenförmige Anregung vorliegt. Hierbei resultiert aus der zu geringen Verstellung des Steuerwinkels im ersten Abtastintervall nach Beginn der Störung eine weitere Vergrößerung der Regelabweichung im folgenden Abtastintervall.

Variante 2:

Eine zweite Variante des adaptiven Reglers soll dem Regelkreis ein dynamisches Verhalten verleihen, das durch einen überschwingungsfreien Verlauf der Regelgröße gekennzeichnet ist, wenn die Anregung durch einen negativen Sollwert-

sprung oder durch einen negativen Lastsprung des Antriebs erfolgt. Im Unterschied zur Variante 1 wird hier der Reglerparameter $K_{I,k}$ gemäß

$$K_{I,k} = \frac{\sin \gamma_{s,k}}{\sin \beta_k} \quad (4.74)$$

gebildet. Für das Produkt $K_I K_S$ ergibt sich damit ein Verlauf, der ebenso wie bei der Variante 1 unabhängig von der Höhe des Zwischenkreisstromes ist. Er ist jedoch eine Funktion des Sollwertes und des Istwertes der Regelgröße gemäß

$$K_I K_S = \frac{\sin \gamma_s}{\sin \gamma_i} \quad (4.75)$$

Für $\gamma_s = \gamma_i$ ergibt sich daher der Wert 1. (Bild 4.24). Unterschreitet der Istwert den Sollwert, so wird $K_I K_S > 1$; ist hingegen der Istwert größer als der Sollwert, so ist $K_I K_S < 1$.

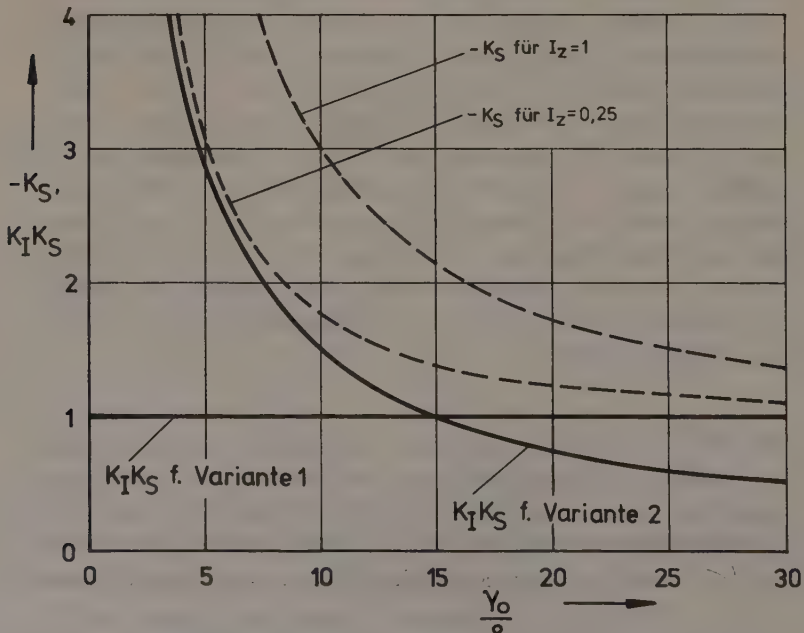
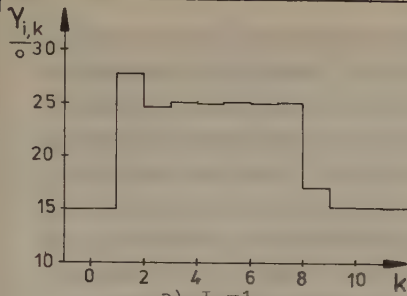
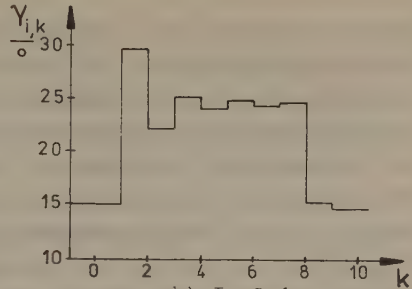


Bild 4.24 Beiwerte des Regelkreises beim Einsatz adaptiver Regler

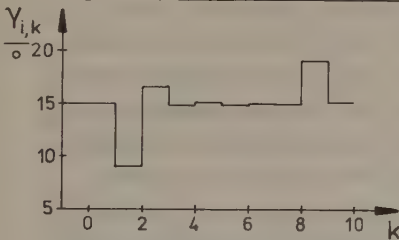


a) $I_Z = 1$

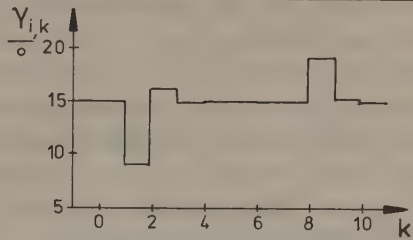


b) $I_Z = 0.1$

Führungsverhalten: Sollwertsprung
von 15° auf 25° und zurück

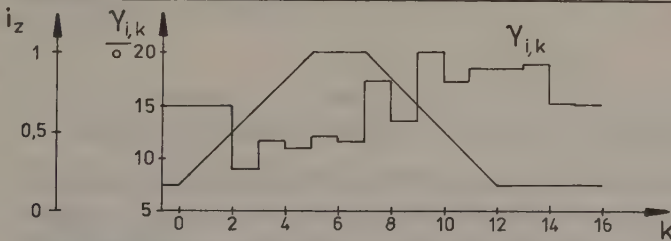


c) Sprung des Zwischen-
kreisstroms von $\frac{1}{6}$
auf $\frac{2}{6}$ und zurück



d) Sprung des Zwischen-
kreisstroms von $\frac{5}{6}$
auf $\frac{6}{6}$ und zurück

Störverhalten



e) Störverhalten:
rampenförmiger Verlauf des Zwischenkreisstroms

Bild 4.25 Dynamisches Verhalten des Regelkreises
mit adaptivem Regler (Variante 2)
bei unterschiedlichen Anregungen

Dadurch wird bei positivem Vorzeichen der Regelabweichung die Stellgröße stärker, bei negativem Vorzeichen weniger verstellt als bei der Variante 1. Die Folge davon ist ein Führungsverhalten, bei dem nach einem Sprung des Sollwertes nur dann ein Überschwingen auftritt, wenn der Sprung auf einen größeren Wert erfolgt. Bei negativem Sollwertsprung hingegen tritt kein Überschwingen auf. Dies gilt in einem weiten Lastbereich (Bild 4.25 a und b). Sinngemäß das gleiche gilt auch für das Störverhalten bei der Anregung durch eine sprungförmig vorgegebene Störgröße. Bei sprungförmiger Erhöhung des Zwischenkreisstromes ergibt sich für ein Abtastintervall ein zu kleiner Löschkwinkel. Da hier $K_I K_S > 1$ ist, erfolgt eine Überverstellung des Steuerwinkels, so daß im nächsten Abtastintervall der Löschkwinkel-Istwert wieder größer ist als der Sollwert. Bei Verringerung des Zwischenkreisstromes kommt es hingegen wegen der mit $K_I K_S < 1$ verbundenen Unterverstellung zu keinem Überschwingen der Regelgröße (Bild 4.25 c und d). Beim rampenförmigen Verlauf des Zwischenkreisstromes tritt die maximale Regelabweichung zu Beginn des Vorganges auf (Bild 4.25 e). Wegen $K_I > \frac{1}{K_S}$ wird hier sowohl die bleibende Regelabweichung verringert als auch dem mit dem Zwischenkreisstrom wachsenden Störgrößeneinfluß entgegengewirkt.

4.4 Anstiegsgeschwindigkeit des Zwischenkreisstromes

Da der Löschkwinkelregler nur aufgrund einer vorhandenen Regelabweichung eine Veränderung der Stellgröße vornimmt, ist es bei ansteigendem Zwischenkreisstrom unvermeidbar, daß der Löschkwinkel-Istwert den Sollwert unterschreitet. Für die Größe der Regelabweichung ist die während eines Abtastintervalles eintretende Stromerhöhung maßgebend. Da der Regelkreis zwischen den Abtastzeitpunkten geöffnet ist, ist die infolge einer Änderung des Zwischenkreisstromes auftretende Löschkwinkeländerung vom Reglertyp und

dessen Parametern unabhängig. Speziell für den adaptiven Regler der Variante 2 ist der erste sich ergebende Löschwinkel, der den Sollwert unterschreitet, der kleinste im gesamten Verlauf bei Anregung durch eine sprungförmige oder rampenförmige Störgröße. Es soll nun ermittelt werden, um welchen Betrag sich der Zwischenkreisstrom im Verlauf eines Abtastintervalls erhöhen darf, ohne daß ein minimaler Löschwinkel unterschritten wird.

Abschätzung der zulässigen Stromänderung:

Es wird davon ausgegangen, daß sich eine Stromänderung (hier speziell Stromerhöhung) nur über den Überlappungswinkel auf den Löschwinkel auswirkt. Der Wechselrichter befinde sich in einem durch den Zwischenkreisstrom I_z und den Löschwinkel γ_0 festgelegten Betriebspunkt. Der zugehörige Steuerwinkel α_{20} ergibt sich aus der Gleichung

$$\frac{2X'' I_z}{\sqrt{3} \Psi} = \cos \gamma_0 + \cos \alpha_{20} \quad (4.76)$$

Gesucht ist nun die Erhöhung des Zwischenkreisstromes Δi_z , die die Reduzierung des Löschwinkels auf den minimalen Wert $\gamma_{\min}$ bewirkt. Aus (4.76) und der für $I_z + \Delta i_z$ und $\gamma_{\min}$ geltenden Gleichung

$$\frac{2X'' (I_z + \Delta i_z)}{\sqrt{3} \Psi} = \cos \gamma_{\min} + \cos \alpha_{20} \quad (4.77)$$

ergibt sich für die gesuchte Größe

$$\Delta i_z = \frac{\sqrt{3} \Psi}{2X''} (\cos \gamma_{\min} - \cos \gamma_0) \quad (4.78)$$

In dem interessierenden Bereich des Löschwinkels γ_0 hängt Δi_z nur wenig von dem minimal zugelassenen Wert $\gamma_{\min}$ ab, da die für die Kommutierung maßgebende Spannungszeitfläche durch Änderung von $\gamma_{\min}$ nicht wesentlich zu vergrößern oder zu verkleinern ist. In welchem Maße die zulässige

maximale Stromerhöhung im Verlauf einer Abtastperiode den Betriebsbereich des Stromrichter motors einschränkt, folgt aus dem Vergleich des Wertes Δi_z aus (4.78) mit der Stromerhöhung $\Delta i_{z,\max}$, die aufgrund der Daten des Leistungsteils während eines Abtastintervalles maximal möglich ist. Wegen der Induktivität im Zwischenkreis ist die Stromsteilheit auf Werte begrenzt, die im Verhältnis zu Gleichstromantrieben gering sind. Bei Vernachlässigung der im Gleichrichter auftretenden Spannungsabfälle und aller ohmschen Spannungsabfälle erhält man

$$\left. \frac{di_z}{dt} \right|_{\max} = \frac{1}{2X'' + X_z} \left[\underbrace{\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{E}_1}_{U_{z1,\max}} - \underbrace{\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \psi'' n_o \cos \gamma_o}_{U_{z2}} \right]. \quad (4.79)$$

($\dot{\alpha}_1 = 0$)

Die daraus folgende maximale Stromänderung während eines Abtastintervalls lautet mit dem Reaktanzverhältnis v (4.39)

$$\Delta i_{z,\max} = \left. \frac{di_z}{dt} \right|_{\max} T_A = \frac{\sqrt{3} v}{n_o X''} (\hat{E}_1 - n_o \psi'' \cos \gamma_o). \quad (4.80)$$

Diese maximal mögliche Stromänderung nimmt bei steigender Drehzahl aus zwei Gründen ab. Einerseits steht wegen der drehzahlproportionalen Motorspannung mit steigender Drehzahl eine immer geringer werdende treibende Spannung an den Induktivitäten zur Verfügung; andererseits verkleinern sich die Abtastintervalle, so daß für die Bildung der Stromänderungen eine immer kleiner werdende Zeit zur Verfügung steht. Die Gleichheit der zulässigen Stromänderung (4.78) und der möglichen Stromänderung (4.80) ergibt sich bei einer Drehzahl, die als Mindestdrehzahl für den Betrieb des Stromrichter motors mit Löschwinkelregelung anzusehen ist. Oberhalb dieser Mindestdrehzahl $n_{\min}$ ist die Löschwinkel-Regelung in der Lage, bei den auftretenden Verläufen der Störgrößen das Wechselrichterkippen zu verhindern.

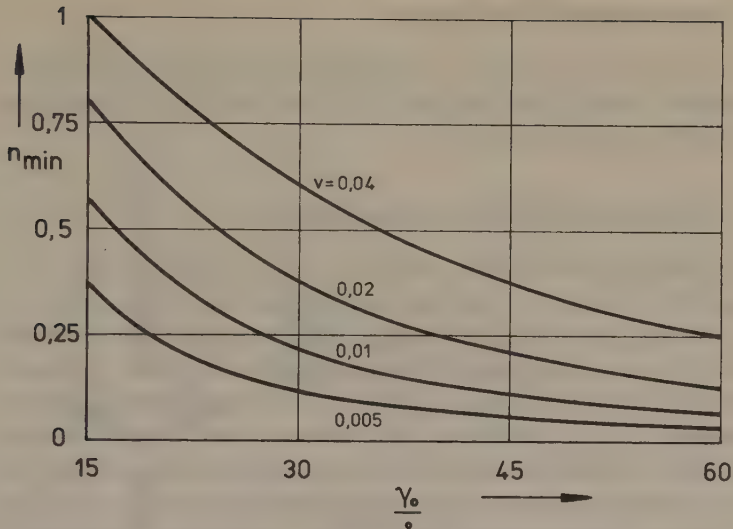


Bild 4.26 Mindestdrehzahl für den Betrieb der
Löschwinkelregelung ($\gamma_{\min} = \frac{1}{2} \gamma_o$)

Die Ausweitung des Drehzahlbereichs zu kleinen Drehzahlen hin ist konstruktiv durch die Vergrößerung der Zwischenkreisdrossel oder die Verkleinerung der Kommutierungsreaktanzen möglich. Eine weitere Möglichkeit bietet sich durch einen Eingriff in die Drehzahl-Regelung bei Verwendung eines Steilheitsbegrenzers für den Sollwert des Zwischenkreisstromes. Während diese Maßnahmen zum Teil die Dynamik der Drehzahlregelung beeinträchtigen, ist durch eine Störgrößenaufschaltung auf den Wellensteuerwinkel eine dynamische Entlastung des Löschwinkelreglers möglich, die diesen Nachteil nicht besitzt.

5. Experimentelle Ergebnisse

Die zuvor beschriebene Löschwinkelregelung mit einem abtastend arbeitenden Regler wurde an einem Versuchsantrieb kleiner Leistung erprobt.

5.1 Beschreibung des Versuchsantriebs

Der Gesamtaufbau entspricht Bild 5.1. Der Leistungsteil enthält als Gleich- und Wechselrichter zwei identische, mit Netzthyristoren bestückte Drehstrombrückenschaltungen. Für die Steuerung des Wechselrichters wurde das Verfahren der Polradlagetaktung realisiert. Bei dem Synchronmotor handelt es sich um einen serienmäßigen Motor vom Schenkelpoltyp, der über Schleifringe erregt wird. Der Läufer ist mit einem vollständigen Dämpferkäfig ausgestattet, so daß in beiden Läuferachsen etwa gleich große subtransiente Reaktanzen auftreten.

5.1.1 Löschwinkelregelung

Die Löschwinkelregelung arbeitet abtastend nach dem in Kapitel 4 erläuterten Prinzip. Um die benötigten Winkel am Wechselrichter zu messen, wird ein Geber verwendet, der die Polarität der sechs Ventilspannungen erfaßt. Die Impulse eines mit der Motorwelle gekuppelten Winkelschrittteilers werden über entsprechende Abschnitte der Ventilspannungen addiert. Das Ergebnis dieser Addition wird am Ende des jeweiligen Abschnitts in analoger Form ausgegeben und über eine Pulsperiode hinweg gespeichert. Auf diese Weise werden der Löschwinkel γ und der Voreilwinkel β gemessen. Der Löschwinkelregler ist mit gesteuerter Adaption gemäß der Variante 2 (Abschnitt 4.3.2) ausgeführt. Bei Sperrung des Reglers wird der Wellensteuerwinkel als konstanter Wert so vorgegeben, daß der Wechselrichter sicher kommutiert. Das Signal zum Sperren des Reglers wird vom Winkel-Meßgeber dann gegeben, wenn infolge

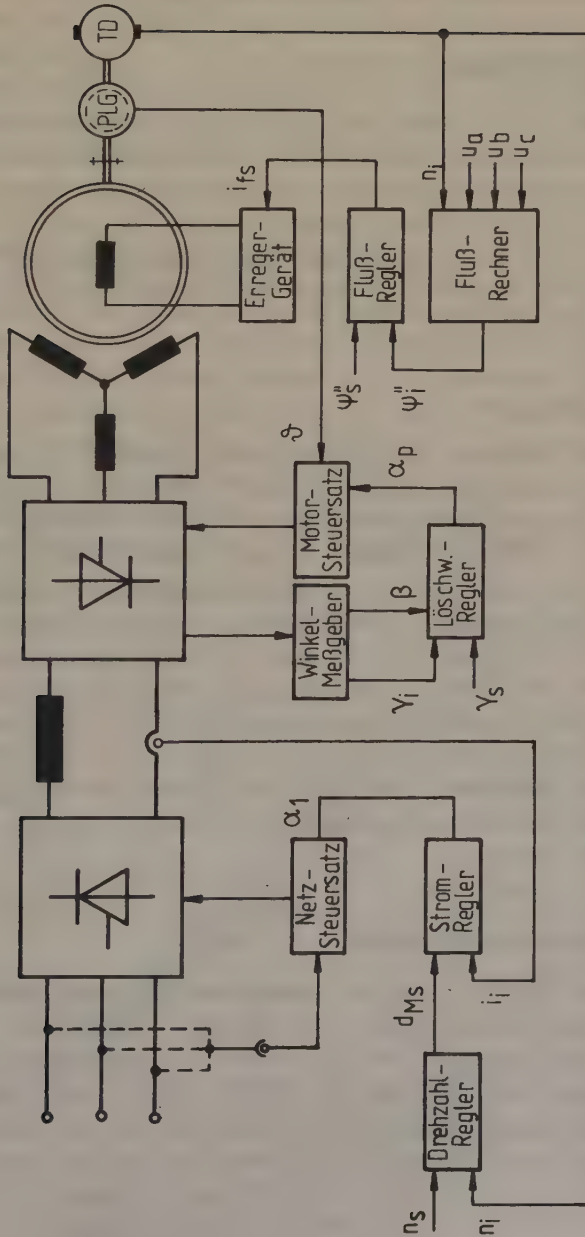


Bild 5.1 Übersichtsschaltbild des Versuchsantriebs

Stromlückens oder zusätzlicher Nulldurchgänge der Ventilspannung die Messung des Löschwinkels nicht möglich ist.

5.1.2 Drehzahlregelung

Die Drehzahlregelung besitzt eine unterlagerte Stromregelung. Die Dimensionierung der Regler erfolgte nach den für Gleichstromantriebe üblichen Verfahren /34/. Wegen der großen Drossel im Zwischenkreis weist die Stromregelstrecke eine große Zeitkonstante auf, die die Dimensionierung des Stromreglers nach dem symmetrischen Optimum erfordert.

5.1.3 Flußregelung

Der für die Flußregelung erforderliche Istwert wird aus den Klemmenspannungen und der Drehzahl errechnet. Dazu werden die drei Klemmenspannungen mit einer Dioden-Brückenschaltung gleichgerichtet. Es ergibt sich dadurch eine Spannung, die dem Produkt $n\psi$ näherungsweise proportional ist. Die anschließende Division durch n liefert dann den Istwert. Der Flußregelung ist eine Erregerstromregelung unterlagert. Bei deren Auslegung wurde davon abgesehen, eine möglichst hochwertige Stromeinprägung zu erzielen. Es wurde vielmehr der durch die Pulsationen der Ständerdurchflutung induzierte Erregerwechselstrom zugelassen, um eine möglichst kleine Kommutierungsreaktanz in der d-Achse zu erhalten.

5.1.4 Generatorischer Betrieb

Der Antrieb ist in allen vier Quadranten der Drehmoment-Drehzahlebene betriebsfähig. Der Übergang vom motorischen in den generatorischen Betrieb erfolgt in Abhängigkeit vom Ausgangssignal des Drehzahlreglers. Seine Polarität gibt die gewünschte Richtung des Drehmomentes an. Beim Übergang vom motorischen in den generatorischen Betrieb

wird der Adaptionsteil des Löschwinkelreglers abgeschaltet und anstelle des Löschwinkels γ nun der Steuerwinkel α_2 gemessen und geregelt. Mit der Umschaltung des Steuerwinkels auf Werte $\alpha_2 < 90^\circ$ im generatorischen Betrieb tritt eine Umkehr des Regelsinns des Drehzahlregelkreises ein. Der Regelsinn muß daher berichtigt werden. Das geschieht, indem das Drehzahlreglerausgangssignal über einen Betragsbildner der Vergleichsstelle im Stromregler zugeführt wird.

5.2 Meßergebnisse des stationären Betriebs

Mit den an dem Versuchsantrieb vorhandenen Regelungen ist die Realisierung der verschiedenen Betriebsarten und damit die Überprüfung der theoretischen Ergebnisse möglich. Für den Betrieb mit konstantem Löschwinkel und konstantem Fluß (Betriebsart 2) soll der Vergleich von Rechnung und Messung für einige Größen durchgeführt werden.

Die gemessenen Drehmomente zeigen einen nahezu proportionalen Zusammenhang mit dem Zwischenkreisstrom (Bild 5.2).

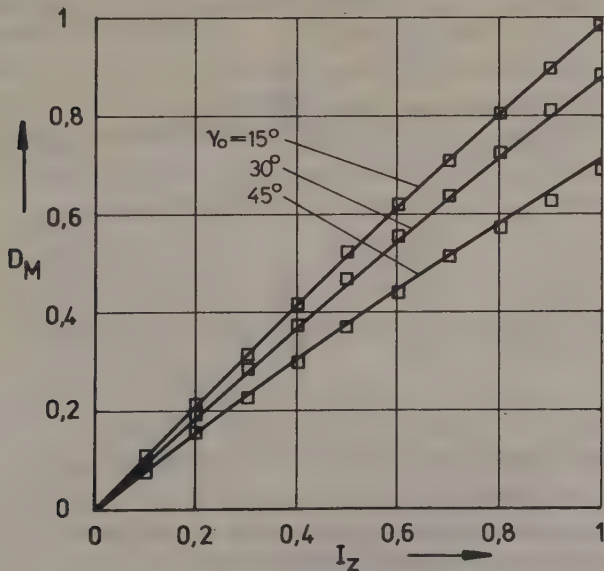


Bild 5.2 Meßergebnisse für das Drehmoment:

Messung $\square$, Rechnung — ;

Parameter: $\psi = 1$, $n_o = \frac{2}{3}$

Bei den berechneten Werten handelt es sich um die elektrisch erzeugten Drehmomente (Kapitel 3). Die gemessenen Werte stellen die Summe dar aus den mit einer Meßwelle ermittelten Drehmomenten und den Reibungsmomenten, die aus der Leistungsaufnahme im Leerlauf bestimmt wurden. Diese Summe stellt somit das elektrisch erzeugte Drehmoment dar. Die Abweichungen zwischen Rechnung und Messung sind sehr gering.

Im Löschwinkelregelkreis treten die für den Betrieb des Wechselrichters kennzeichnenden Winkel (Wellensteuerwinkel, Löschwinkel und Voreilwinkel bzw. Steuerwinkel) unmittelbar als Meßgrößen auf. Errechnete und gemessene Werte des Steuerwinkels stimmen sehr gut überein (Bild 5.3).

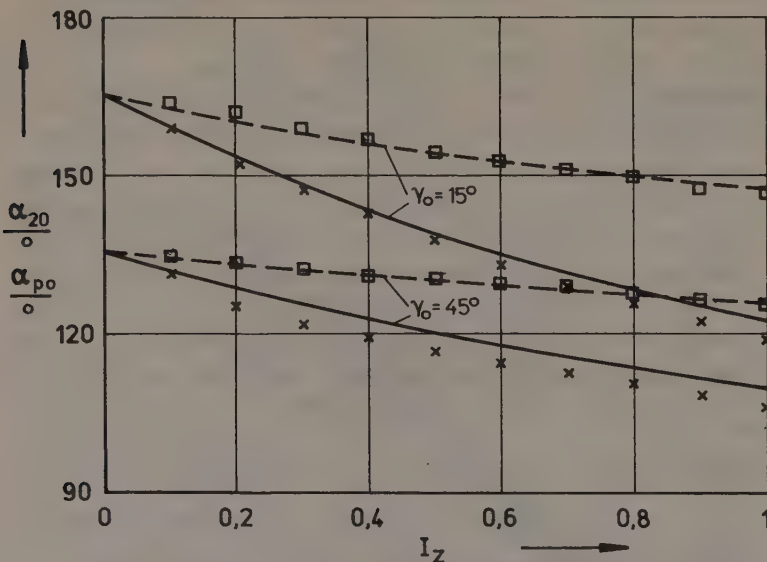


Bild 5.3 Meßergebnisse für den Wellensteuerwinkel und den Steuerwinkel
 Wellensteuerwinkel α_{po} : Messung x, Rechnung — ;
 Steuerwinkel α_{20} bzw. Voreilwinkel β_o :
 Messung $\square$, Rechnung --- ;
 Parameter: $\psi'' = 1, n_o = \frac{2}{3}$

Da nicht unmittelbar der Steuerwinkel, sondern der Voreilwinkel gemessen wird, läßt die gute Übereinstimmung darauf schließen, daß die für die Berechnung des Überlappungswinkels getroffenen Annahmen auch praktisch berechtigt sind. Sie betrafen die Konstanz der Läuferflußverkettungen, die Gleichheit der subtransienten Reaktanzen und die Vernachlässigung der ohmschen Widerstände im Kommutierungskreis.

Für den Wellensteuerwinkel ergeben sich kleinere Werte als durch die Rechnung. Der Grund dafür ist in einem größeren Feldwinkel zu sehen, der auf eine stärkere Ankerrückwirkung in der q-Achse zurückzuführen ist. Berücksichtigt man aber die möglichen Meßungenauigkeiten und Eichfehler, so ist die Abweichung von den Rechenwerten jedoch gering.

5.3 Oszillogramme

Ventilspannung im stationären Betrieb (Bild 5.4):

Das Oszillogramm der Ventilspannung zeigt deutlich, daß die überlagerten netzpulsfrequenten Anteile Abweichungen vom Idealverlauf bedingen, die für den Löschwinkel erheblich sind. An den leitenden Zustand des Ventils schließt sich ein 60° -u breiter Abschnitt an, in dem für die netzpulsfrequenten Spannungen das Teilungsverhältnis v (4.39) gilt.

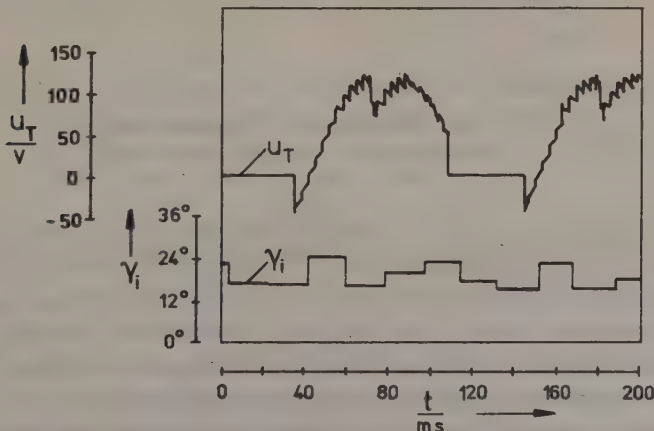


Bild 5.4 Ventilspannung und Löschwinkel im stationären Betrieb
Parameter: $\psi'' = 1$, $I_z = \frac{1}{6}$, $n_o = \frac{1}{6}$, $\alpha_{po} = 150^\circ$.

In diesem Abschnitt tritt der für den Löschwinkel wichtige positive Spannungsnulldurchgang auf, sofern $\gamma + u < 60^\circ$ ist.

Die insgesamt auftretenden Löschwinkelschwankungen setzen sich aus mehreren Anteilen zusammen. Außer den netzpulsfrequenten Einflüssen tritt ein Quantisierungsrauschen durch die Arbeitsweise des Löschwinkel-Meßgebers und des Steuersatzes auf. Einen weiteren Beitrag liefert der Löschwinkelregler, der die Löschwinkelschwankungen verstärkt.

Führungsverhalten der Löschwinkelregelung (Bild 5.5):

Der Sollwert für den Löschwinkel besitzt hier einen rechteckigen Verlauf zwischen den Werten 18° und 42° . Beim Übergang vom kleineren auf den größeren Sollwert ($t = 50$ ms und 160 ms) folgt der Istwert nach Ablauf eines Abtastintervalls. Das Überschwingen ist so gering, daß es wegen der stationären Löschwinkelschwankungen nicht erkennbar ist.

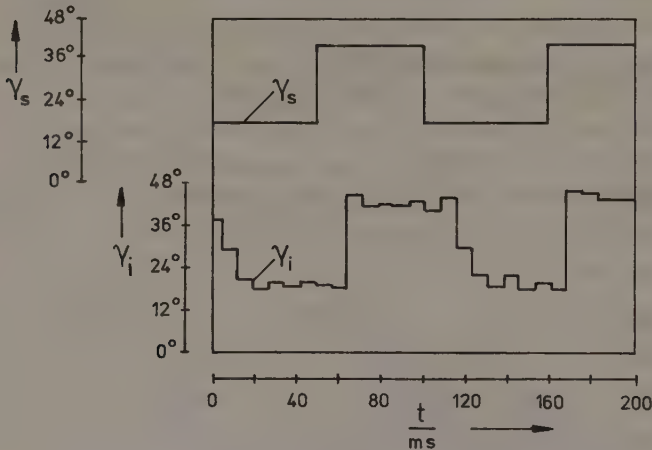


Bild 5.5 Führungsverhalten der Löschwinkelregelung,
Parameter: $\psi'' = 1$, $n_0 = \frac{1}{2}$, $I_z = \frac{1}{3}$.

Der Übergangsvorgang ist nach einem Abtastintervall praktisch abgeschlossen. Beim negativen Sollwertsprung ($t = 100$ ms) hingegen dauert der Übergangsvorgang einige

Abtastintervalle. Dies ist eine Folge der durch die gewählte Adaption vorgenommenen Verringerung des Reglerbeiwertes K_I bei negativen Regelabweichungen. Sie verhindert das Überspringen, das zum Auftreten von zu kleinen Löschwinkeln führen würde.

Störverhalten der Regelstrecke (Bild 5.6) :

Der Löschwinkelregler ist hier gesperrt. Der Wellensteuerwinkel wird als konstanter Wert vorgegeben. Er ist so gewählt, daß sich bei $I_z = 1$ ein Löschwinkel $\gamma_O = 18^\circ$ einstellt. Bei Teillast ergibt sich daher ein größerer Wert. Er beträgt zu Beginn des gezeigten Vorganges ca. 45° .

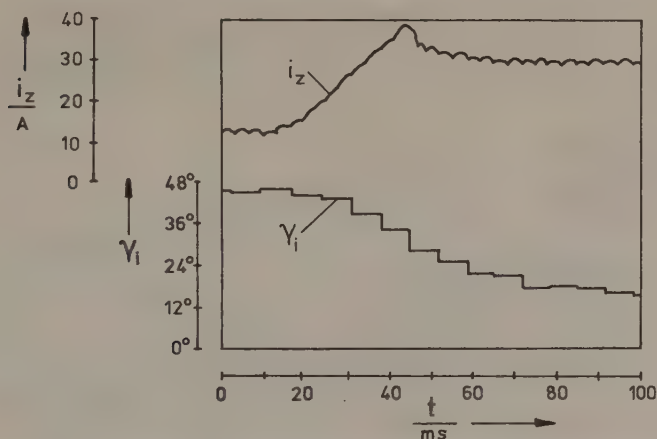


Bild 5.6 Störverhalten der Löschwinkel-Regelstrecke bei konstantem Wellensteuerwinkel
Parameter: $\Psi'' = 1$, $n_O = 0.43$, $\alpha_p = 124^\circ$

Die anregende Störgröße ist der Zwischenkreisstrom, dessen Verlauf durch einen Führungsgrößensprung der Drehzahlregelung hervorgerufen wird. Mit anwachsendem Zwischenkreisstrom verringert sich der Löschwinkel zunächst von 48° auf 36° infolge des größer werdenden Überlappungs- und Feldwinkels. Bei $t = 40$ ms erreicht der Zwischenkreisstrom ein Maximum und sinkt danach wieder gering-

fällig ab. In diesem Zeitabschnitt verringert sich der Überlappungswinkel wieder, während der Feldwinkel noch weiter ansteigt und dadurch das weitere Absinken des Löschwinkels von 36° auf 18° bewirkt.

Störverhalten der Löschwinkelregelung (Bild 5.7):

Der Verlauf des Zwischenkreisstromes kommt hier ebenfalls durch einen Führungsgrößensprung der Drehzahlregelung zustande. Der Stromanstieg verläuft etwas flacher als im Bild 5.6, da wegen der höheren Aussteuerung des Wechselrichters die Zwischenkreisspannung größer und deshalb die Spannungsreserve des Gleichrichters geringer ist.

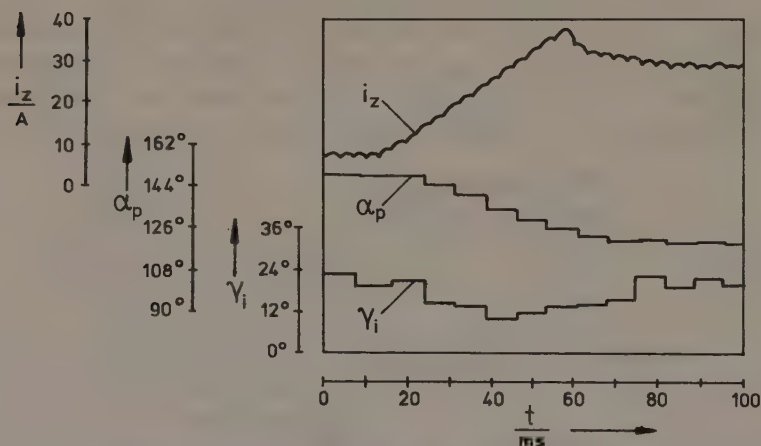


Bild 5.7 Störverhalten der Löschwinkelregelung

Parameter: $\psi^n = 1$, $n_o = 0.43$, $\gamma_s = 18^\circ$

Nach anfänglichem Absinken des Löschwinkels gelingt es dem Regler, den Istwert wieder auf den Sollwert von 18° zurückzuführen. Dazu wird der Wellensteuerwinkel um ca. 30° verkleinert. Während des Anstiegs verläuft der Zwischenkreisstrom weitgehend zeitlinear. Diese Art der Anregung wurde im Kapitel 4 durch eine Anstiegsfunktion dargestellt. Die Reglerdimensionierung erfolgte so, daß bei dieser Anregung die erste auftretende Regelabweichung

zugleich die maximale Regelabweichung war. Das ist bei den praktisch auftretenden Verläufen nicht der Fall. Im Gegensatz zu den errechneten Verläufen der Regelgröße verringert sich der Löschwinkel zu Beginn des Stromanstiegs über mehrere Abtastperioden hinweg. Der Grund liegt darin, daß der Zwischenkreisstrom auf den Löschwinkel nicht nur über den Überlappungswinkel, sondern darüber hinaus über Feldänderung auf den Löschwinkel einwirkt. Der der Reglerdimensionierung zugrunde gelegte subtransiente Betrieb ist daher nicht gegeben, da im vorliegenden praktischen Beispiel die für das Ankerrückwirkungsfeld wirksamen Zeitkonstanten in der Größenordnung der Abtastperiodendauer der Löschwinkelregelung liegen. Dennoch zeigt sich in den experimentellen Ergebnissen die prinzipielle Funktionsfähigkeit der beschriebenen Löschwinkelregelung.

6. Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird eine Löschwinkelregelung untersucht, die den stationären und dynamischen Betrieb des Stromrichter-motors mit möglichst kleinem Löschwinkel zum Ziel hat. Wird außer dem Löschwinkel an den Wechselrichterventilen auch der magnetische Fluß des Synchronmotors konstant gehalten, so ergeben sich Vorteile gegenüber anderen Betriebsarten. Die Blindleistungsaufnahme aus dem Netz ist geringer, ebenso die benötigte Erregerleistung und der Oberschwingungsgehalt des entwickelten Drehmomentes.

Für einen in der gezeigten Weise abtastend arbeitenden Regler stellen sich der Wechselrichter und der Synchronmotor als Regelstrecke ohne weiteres Zeitverhalten dar, sofern die Läuferflußverkettungen als konstant angenommen werden können. Aus diesem Grunde ist ein Regler niedriger Ordnung (I-Typ) einsetzbar. Für das linearisierte Streckenmodell ist damit Deadbeat-Verhalten der Löschwinkelregelung erreichbar. Zu beachten sind jedoch die nichtlinearen Eigenschaften der Regelstrecke. Stell- und Störübertragungsbeiwert hängen von der Höhe des Zwischenkreisstromes ab. Die Nichtlinearitäten sind um so stärker ausgeprägt, je größer die Kommutierungsreaktanz des Wechselrichters und die Hauptreaktanz des Synchronmotors sind. Im gleichen Sinne wirkt sich die Verringerung des Löschwinkels aus. Näherungsbetrachtungen für das Drehmoment und dessen Ungleichförmigkeitsgrad zeigen jedoch, daß mit Löschwinkeln unterhalb eines gewissen Wertes keine wesentlichen Verbesserungen mehr erreichbar sind. Um die Lastabhängigkeit der Streckenparameter zu berücksichtigen, wird der Löschwinkelregler mit einer gesteuerten Adaption versehen. Mit ihr gelingt es, der Verstärkung des offenen Regelkreises im stationären Betrieb belastungsunabhängig den Wert eins zu geben. Im dynamischen Betrieb wird dagegen die Verstärkung abhängig von der Polarität der Regelabweichung angehoben bzw. abgesenkt. Damit wird der

Lastabhängigkeit des Stör-Übertragungsbeiwertes der Regelstrecke Rechnung getragen und das Störverhalten der Regelung für die typischen Störgrößenverläufe verbessert.

Für die dynamische Belastung der Regelung stellen die auf die Dauer des Abtastintervalls bezogenen Änderungen der Eingangsgrößen die typischen Kenngrößen dar. Da die Abtastfrequenz des Reglers der Drehzahl proportional ist, steigt mit ihr die im Hinblick auf einen minimalen Löschwinkel zulässige Anstiegsgeschwindigkeit des Zwischenkreisstromes. Je höher die Drehzahl ist, desto besser ist die Annahme konstanter Läuferflußverkettungen erfüllt, die für die Betrachtung dynamischer Vorgänge der Löschwinkelregelung getroffen wurde. Der Zwischenkreisstrom wirkt dann nur über den Überlappungswinkel auf den Löschwinkel ein. Sind hingegen die Läuferflußverkettungen als variable Größen zu betrachten, so kommt ein weiterer Störeinfluß über die Ankerrückwirkung und damit über die Amplitude und Phasenlage der Kommutierungsspannung zustande.

An einem Versuchsantrieb wurde die abtastend arbeitende Löschwinkelregelung erprobt. Die experimentellen Untersuchungen bestätigen im wesentlichen die Zulässigkeit der bei der theoretischen Behandlung getroffenen Annahmen und die auf ihnen aufbauenden Ergebnisse für das stationäre und dynamische Betriebsverhalten.

7. Literaturverzeichnis

- /1/ Neuffer, I. und Wesselak, F.: Anwendungsmöglichkeiten von stromrichter gespeisten Drehfeldmaschinen, Vortrag auf dem IFAC-Symposium Regelung und Steuerung in der Leistungselektronik und bei elektrischen Antrieben, Düsseldorf 1974, Tagungsband Survey Papers S. 135 - 146
- /2/ Eckert, J. und Romascan, A.: Hochofengebläseantrieb für 30 MW mit zweipoligem Synchronmotor und statischem Anfahrumsrichter, Siemens-Zeitschrift 52(1978) H. 9, S. 505 - 509
- /3/ Haböck, A. und Kracke, G.: Rotierende Gleichrichter-erregung von Synchronmotoren, Siemens-Zeitschrift 42(1968), H. 11, S. 930 - 939
- /4/ Kracke, G.: Rotierende Stromrichter-erregung von Synchronmotoren, Blindleistungsmaschinen und Stromrichtermotoren, Siemens-Zeitschrift 44(1970) H. 5, S. 305 - 309
- /5/ Kübler, E.: Der Stromrichtermotor, ETZ-A 79, (1958) H. 1, S. 15 - 17
- /6/ Labahn, D.: Untersuchungen an einem Stromrichtermotor in sechs- und zwölfpulsiger Schaltung mit ruhender Steuerung der Stromrichterventile, Diss. Braunschweig 1961
- /7/ Köllensperger, D.: Die Synchronmaschine als selbstgesteuerter Stromrichtermotor, Siemens-Zeitschrift 41(1967), H. 10, S. 830 - 836
- /8/ Köllensperger, D. und Tovar, K.: Stromrichtermotoren größerer Leistung, Siemens-Zeitschrift 43(1969), H. 8, S. 686 - 690

- /9/ Maurer, F.: Stromrichter gespeiste Synchronmaschine als Vier-Quadrant-Regelantrieb, Diss. Braunschweig 1975
- /10/ Leimgruber, J.: Untersuchung des stationären und dynamischen Verhaltens drehzahl geregelter Stromrichter-Synchronmotoren unter Berücksichtigung verschiedener Regelverfahren, Diss. Zürich 1977
- /11/ Foerst, R.: Der Löschwinkelregelkreis einer Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung, Diss. Darmstadt 1967
- /12/ Rogowsky, Y.: PI-Regelverstärker für die Löschwinkelregelung bei Wechselrichtern in HGÜ-Anlagen, Wissenschaftliche Berichte AEG-Telefunken 44(1971) H. 1, S. 6 - 12
- /13/ Leder, H.-W. und Söhner, W.: Einsatz einer Schonzeitregelung bei einem selbstgesteuerten Stromrichter-Synchronmotor, ETZ-A, 99(1978), H. 3, S. 156
- /14/ Pannicke, J. und Götz, G.: Simulation zur Schonzeitregelung einer stromrichter gespeisten Synchronmaschine, ETZ-A 99(1978), H. 3, S. 138
- /15/ Schlegel, Th. und Weigel, W.-D.: Steuerung und Regelung von Anfahrumschaltern nach dem Verfahren der Spannungstaktung, Siemens-Zeitschrift 52(1978) H. 8, S. 474 - 478
- /16/ Pfaff, G.: Regelung elektrischer Antriebe I, R. Oldenbourg Verlag, München 1971
- /17/ Laible, Th.: Die Theorie der Synchronmaschine im nichtstationären Betrieb, Springer-Verlag, Berlin 1952
- /18/ Bonfert, K.: Betriebsverhalten der Synchronmaschine, Springer-Verlag, Berlin 1962

- /19/ Bühler, H.: Einführung in die Theorie geregelter Drehstromantriebe, Band 2: Anwendungen, Birkhäuser Verlag, Basel 1977
- /20/ Gölz, G. und Grumbrecht, P.: Umrichter gespeiste Synchronmaschinen, Techn. Mitt. AEG-Telefunken 63(1973) H. 4, S. 141 - 148
- /21/ DIN 40030 "Nennspannungen für Gleichstrommotoren, direkt gespeist über steuerbare Stromrichter aus dem Netz"
- /22/ Ebach, H.: Digitale Simulation eines Stromrichter-motors, Diplomarbeit am Institut für elektrische Antriebe und Steuerungen, Universität Erlangen-Nürnberg 1978
- /23/ Pannicke, J. und Gölz, G.: Untersuchung des Betriebsverhaltens der stromrichter gespeisten Synchronmaschine am praxisbezogenen Rechenmodell, Wiss. Ber. AEG-Telefunken 51(1978) H. 1, S. 47 - 55
- /24/ Van Remorteere, P. und Maggetto, G.: Hybrid Simulation of an inverter-fed synchronous machine with rotor-position control, AICA-Symposium "Hybrid Computation in Dynamic Systems Design", Rom 1974, Tagungsband C5-6
- /25/ Leder, H.-W.: Beitrag zur Berechnung der stationären Betriebskennlinien von selbstgesteuerten Stromrichtersynchronmotoren, EuM 94 (1977) H. 3, S. 128 - 132
- /26/ Gölz, G., Grumbrecht, P. und Hentschel, F.: Über neue Betriebsarten der Stromrichtermaschine synchroner Bauart, Wiss. Ber. AEG-Telefunken 48 (1975) H. 4, S. 170 - 179
- /27/ Arden, B.W. und Astill, K.N.: Numerical algorithms: origins and applications, addison-wesley publishing Company, Reading 1970

- /28/ Riccius, E.: Der zeitliche Verlauf des inneren Drehmomentes beim Stromrichtermotor, Archiv für Elektrotechnik 60(1978) S. 289 - 298
- /29/ Lütkenhaus, H.-J.: Drehmoment-Oberschwingungen bei Stromrichtermotoren, Techn. Mitt. AEG-Telefunken 65(1975) H. 6, S. 201 - 204
- /30/ Dubbel, H.: Taschenbuch für den Maschinenbau, Springer-Verlag, Berlin 1970
- /31/ Leonhard, W.: Diskrete Regelsysteme, Bibliographisches Institut, Mannheim 1972
- /32/ Ackermann, J.: Abtastregelung, Springer-Verlag, Berlin 1972
- /33/ Föllinger, O.: Lineare Abtastsysteme, Oldenbourg Verlag, München 1974
- /34/ Langhoff, J. und Raatz, E.: Geregelte Gleichstromantriebe, Elitera-Verlag, Berlin 1977

A1. Daten der Versuchsanlage

Synchronmotor

Nennwerten:

$$P_N = 12,5 \text{ kW} \quad , \quad n_N = 1500 \text{ min}^{-1}$$

$$U_N = 380 \text{ V} \quad , \quad I_N = 21 \text{ A}$$

$$f_N = 50 \text{ Hz} \quad , \quad \cos \varphi_N = 1$$

$$U_{fN} = 180 \text{ V} \quad , \quad I_{fN} = 4,4 \text{ A}$$

$$Z_N = 10,5 \, \Omega \quad .$$

Nennwertbezogene Parameter:

$$X_d = 0.89 \quad , \quad X_q = 0.68 \quad ,$$

$$X_{dh} = 0.844 \quad , \quad X_{qh} = 0.634 \quad ,$$

$$X'_d = 0.14 \quad ,$$

$$X''_d = 0.094 \quad , \quad X''_q = 0.13 \quad ;$$

$$R = 0.042 \quad ,$$

$$R_D = 0.098 \quad , \quad R_Q = 0.098 \quad ;$$

$$\sigma_D = 0.0805 \quad , \quad \sigma_Q = 0.107 \quad ,$$

$$\sigma_f = 0.118 \quad ;$$

$$T_D = 9.3 \quad , \quad T_Q = 7.2 \quad ,$$

$$T_f = 37.1 \quad .$$

Zwischenkreisdrossel

$$X_z = 4.2 \quad , \quad R_z = 0.067 \quad .$$

Gleichrichter

Netzanschlußspannung 380 V ,

$$X_k = 0.016 \quad .$$

A2. Verzeichnis der wichtigsten verwendeten Formelzeichen

Indizes

a,b,c	Ständerstränge
d,q	Komponenten des d,q-Systems
D,Q,f	Läuferwicklungen
A	Alleinzeit, Abtastung
k	Abtastintervall
K	Kommutierung
N	Netz, Nennwert
i	Istwert
s	Sollwert
z	Zwischenkreis, Störgröße
o	stationärer Wert (bei Winkeln und Drehzahl)
1	Netz, Gleichrichter
2	Wechselrichter
*	Stromeinprägung in der Feld- wicklung (hochgestellt)

Größen

b_0 , b_1	Reglerbeiwerte
d_M , D_M	Motordrehmoment
$D_{M,max}$	maximales Motordrehmoment während einer Pulsperiode
$D_{M,min}$	minimales Motordrehmoment während einer Pulsperiode
d_L	Lastdrehmoment
D	Dämpfung
e_p	Polradspannung
$\hat{E}_p$	Amplitude der Polradspannung
$\hat{E}_1$	Amplitude der Leiterspannung des Netzes
E"	innere Spannung

f	Frequenz
f_d, f_q	Funktionen, Def. in (3.28) und (3.29)
f_A	Abtastfrequenz
$f_{p,T}$	Anregungsfrequenz
$F_{df}(s)$	Übertragungsfunktion, Def. in (4.17)
$F_R(z)$	Übertragungsfunktion des Reglers
$F_w(z)$	Führungsübertragungsfunktion
$F_z(z)$	Störübertragungsfunktion
g	allgemeine Größe
i_a, i_b, i_c	Strangströme
I_a, I_b, I_c	
i_f, I_f	Erregerstrom
i_d, i_q	Komponenten der Strangströme
I_d, I_q	
i_z, I_z	Zwischenkreisstrom
$\hat{I}_k$	Amplitude des Kommutierungswechselstromes
j	imaginäre Einheit
K_D, K_f, K_Q	Konstanten, Def. in (2.24), (2.25) und (2.26)
K_S	Stell-Übertragungsbeiwert
K_{Sz}	Stör-Übertragungsbeiwert
K_I	Reglerbeiwert
k	Numerierung der Abtastintervalle
n	Drehzahl
p, q	drehzahlabhängige Konstanten
P_f	Erregerleistung
R	Strangwiderstand
R_D, R_Q	Widerstände der Ersatzdämpferwicklungen
R_z	Widerstand der Zwischenkreisdrossel
s	LAPLACE-Operator
t	Zeit

T_A	{ Dauer eines Abtastintervalls Anlaufzeit
T_P	Dauer der Pulsperiode des Gleichrichters
T_D, T_f, T_Q	Zeitkonstanten der Läuferkreise
u_a, u_b, u_c	Strangspannungen
u_d, u_q	Komponenten der Strangspannungen
u_f, U_f	Erregerspannung
U_{di}	ideelle Leerlaufgleichspannung
U_{AN}	Nennankerspannung bei Gleichstrommotoren
u_{z1}, U_{z1}	gleichrichterseitige Zwischenkreisspannung
u_{z2}, U_{z2}	wechselrichterseitige Zwischenkreisspannung
u_1	Überlappungswinkel des Gleichrichters
u	Überlappungswinkel des Wechselrichters
u_T	Ventilspannung
v	{ Reaktanzverhältnis, Def. in (4.39) Konstante, Def. in (4.69)
x_d, x_q	synchrone Reaktanzen
x_{dh}, x_{qh}	Hauptfeldreaktanzen
x_d'', x_q''	subtransiente Reaktanzen
x''	Kommutierungsreaktanz des Wechselrichters
$x_d(s), x_q(s)$	Reaktanzoperatoren
x_D, x_Q	Reaktanzen der Dämpferersatzwicklungen
x_z	Reaktanz der Zwischenkreisdrossel
z	Operator der z-Transformation
z''	subtransiente Impedanz
α_p	Wellensteuerwinkel
α_1	Steuerwinkel des Gleichrichters
α_2	Steuerwinkel des Wechselrichters
β	Voreilwinkel

γ	Löschwinkel
δ_M	Ungleichförmigkeitsgrad des Drehmomentes, Def. in (3.43)
ϵ	Feldwinkel, Def. in (3.7)
ϑ	Läuferpositionswinkel
ϑ_z	Läuferstellungswinkel im Zündaugenblick
ϑ_{z0}	Läuferstellungswinkel im Zündaugenblick bei $\alpha_p = 0$
ν	Ordnungszahl der Oberschwingungen
$\sigma_D, \sigma_f, \sigma_Q$	Streuiziffern
φ_1	Grundschwingungsverschiebungswinkel des Netzstromes
φ''	Winkel der subtransienten Impedanz
ψ_d, ψ_q	} Komponenten der Ständerflußverkettungen
Ψ_d, Ψ_q	
ψ'', Ψ''	innere Flußverkettung
ψ_D, ψ_f, ψ_Q	} Läuferflußverkettungen
Ψ_D, Ψ_f, Ψ_Q	
ω	Kreisfrequenz

Lebenslauf

Lothar Walter Sack, geboren am 23.2.1947 in Stuttgart

Eltern: Max Sack

Edith Sack, geb. Harbig

Familienstand: verheiratet mit Ute Missel-Sack, geb. Missel;
ein Kind

1953 - 1957 : Volksschule in Dortmund

1957 - 1964 : Gymnasium in Dortmund

1964 - 1966 : Gymnasium in Hamm/Westf. (Abitur)

1966 - 1967 : Praktikum

1967 - 1968 : Wehrdienst

1968 - 1974 : Studium an der Technischen

Hochschule Darmstadt,

Diplomabschluß im Februar 1974

Fachrichtung Allgemeine Elektrotechnik

seit März 1974: zunächst Wissenschaftlicher Mitarbeiter,
danach Wissenschaftlicher Assistent
am Lehrstuhl für Elektrische Antriebe
und Steuerungen der Universität Erlangen-
Nürnberg

